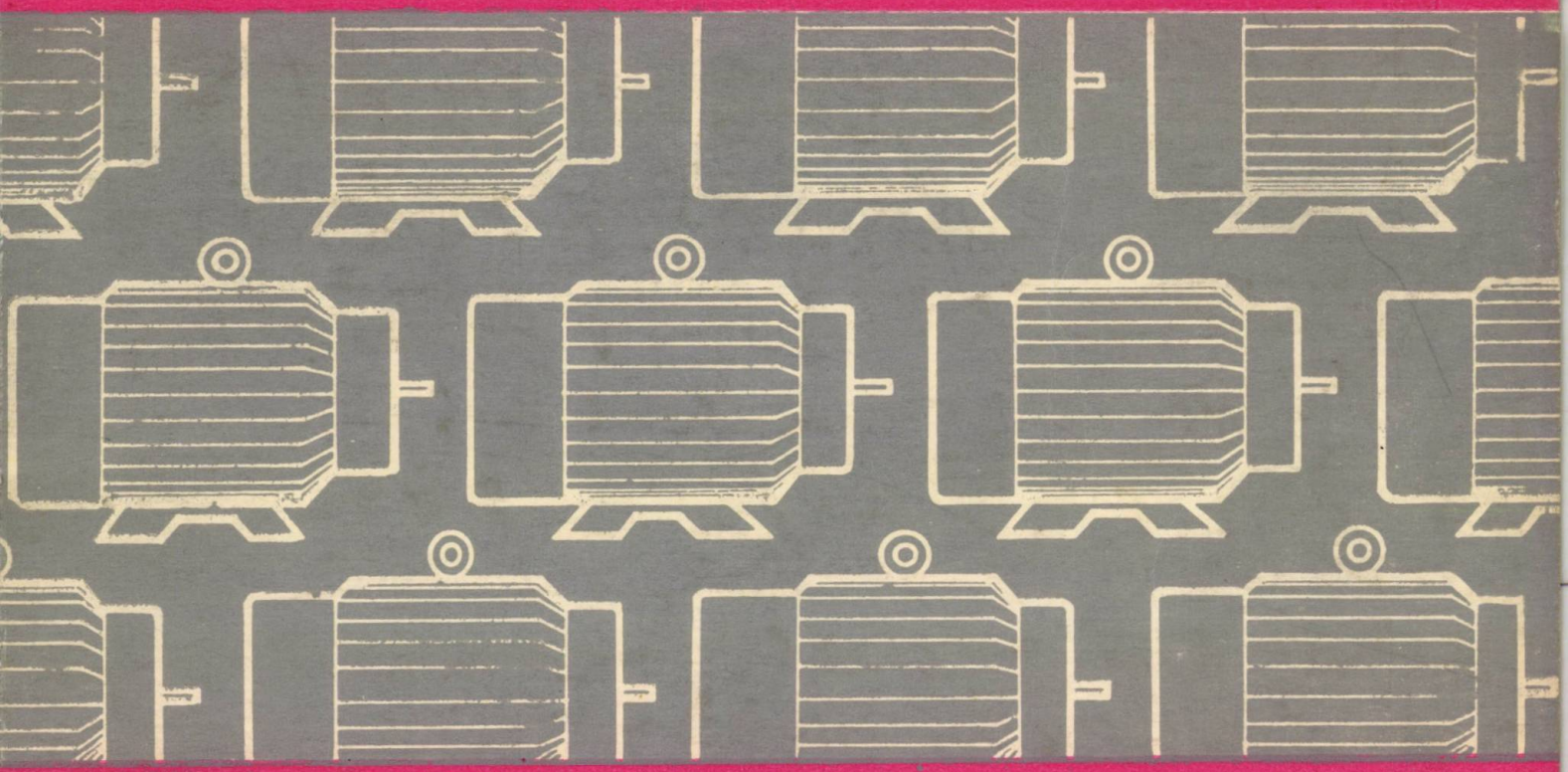
E 2040

ELECTROTEHNICA

04



ELECTROTEHNICA ● BUCUREŞTI ● ANUL 20 ● Nr. 1 ● IANUARIE 1972

1

UZINA DE CINESCOAPE

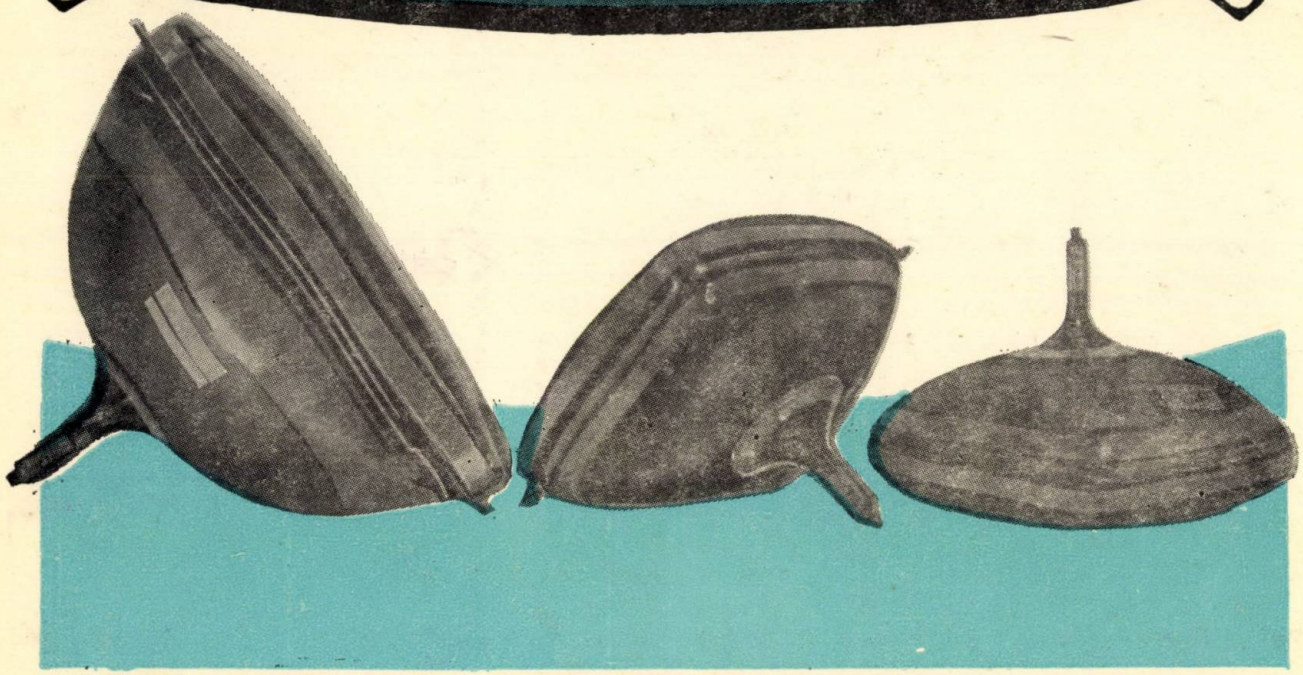
vă oferă în condiții de cea mai bună calitate

Tuburi cinescop, pentru televiziune alb-negru, cu diagonala de 47 cm (19″), 59 cm (23″), 61 cm (24″), 65 cm (25″) și unghi de deflexie 110°, cu autoprotecție la implozie.

Fabricate după licență Corning Glass Works (S.U.A.) și Standard Elektrik Lorenz (R.F.G.), calitatea tuburilor cinescop livrate de uzina noastră este asigurată în permanență și la cel mai înalt nivel tehnic.

În aceleași condiții uzina poate livra și baloane pentru tuburi cinescop.

Produsele noastre se exportă prin I.S.C.E. ELECTRONUM, București, str. Gabriel Péri 2, sectorul 1, telefon: 14.18.80, telex: 011—547 România.



UZINA DE CINESCOAPE — BUCUREȘTI, str. Dimitrie Pompei nr. 9, sectorul 2, telefon: 33.01.90, telex: 011—151 ROMÂNIA

MŰSZAKI KÖNYVTÁRES

ELECTROTEHNICA

Anul 20 Nr. 1, pag. 1—40 ianuarie 1972

CUPRINS

Hortopan, Gh.: **Reflectarea programului rapid al industriei electrotehnice în coloanele revistei noastre**
Electrotehnica **20**, nr. 1, ian 1972. p. 1—3

CZ 621.313.333—585.3
Nicolescu, E. : **Comportarea mașinilor asincrone trifazate la variația turației prin variația frecvenței tensiunii de alimentare**
Electrotehnica **20**, nr. 1, ian 1972, p. 3—9

Plecînd de la parametrii pe care motoarele asincrone îi au, se prezintă metoda de studiere a caracteristicilor acestor motoare atunci cînd turația lor este variată cu ajutorul frecvenței de alimentare. Sînt expuse concluziile studiului efectuat asupra motoarelor cu putere 1 100 kW. Este stabilită de asemenea corelarea ce trebuie să existe între tensiunea și frecvența de alimentare pentru a fi conservate diferitele caracteristici ale motoarelor (de ex. cele de pornire sau cele de funcționare).

CZ 621.317.2.027.8
Marinescu, A. și *Popescu, S.* : **Instalația de pămîntare a laboratorului de înaltă tensiune al U.E.P.C.**
Electrotenica **20**, nr. 1 ian 1972, p. 9—15

Se prezintă problemele puse de realizarea unei pămîntări eficace la funcționarea în regim tranzitoriu, se dă o metodică de calcul și rezultatele măsurărilor efectuate pe instalația de pămîntare a noului L.I.T. Craiova.

CZ 621.313.333.042.5.001.25
Boldea, L. : **Metodică de calcul electromagnetic al motoarelor liniare de viteză mică,**
Electrotehnica **20**, nr. 1, ian 1972, p. 16—23

În lucrare se propune o metodică preliminară de calcul a dimensiunilor geometrice principale ale motoarelor liniare cu inductor dublu și indus-placă a căror viteză sincronă teoretică este sub 10 m/s.

Efectele de capăt longitudinal și transversal sînt luate în considerare prin corecții globale (obținute prin rezolvarea ecuațiilor din Maxwell), care fără să ducă la erori importante, sînt suficient de simple din punct de vedere algebric, încît pot fi ușor utilizate în proiectare, sau în studiul caracteristicilor de funcționare a acestui tip constructiv de motoare liniare.

CZ 621.318.22
Tănăsoiu, C, și *Florescu, V.* : **Studiul morfologic și magnetic al unor magneți permanenți ceramici din ferită de bariu și stronțiu-bariu.**
Electrotenica **20**, nr. 1. ian 1972, p. 23—30

Nouă compoziții de magneți permanenți ceramici de bariu și stronțiu-bariu cu diverse adaosuri de oxid de aluminiu și oxid de bismut au fost studiate atît din punct de vedere magnetic cît și morfologic. Au fost determinate dimensiunile cristalitelor și orientarea acestora în raport cu axa de ușoară magnetizare a magnetului și au fost studiate structurile de domenii prin tehnica Bitter cu ajutorul microscopului metalografic.

Cristalitele au formă de plăcuțe hexagonale și sînt bine orientate și compactizate. Valorile calculate ale grosimii cristalitelor au fost comparate cu datele experimentale din observațiile de domenii magnetice și s-a găsit o bună concordanță

Realizări din industrie

CZ 621.315.616.96
Nițescu, G. și *Chivăran, C.* : **Lacul electroizolant „Supervoltatex" seria 5231 Ex, folosit pentru impregnarea bobinajelor destinate a lucra în climat tropical**
Electrotenica **20**, nr. 1, ian 1972, p. 31—3[illegible]

RECENZII 3[illegible]
REFERATE 3[illegible]—4

Abonați-vă
la
reviștele:
CONSTRUCȚIA
DE MAȘINI
ELECTROTEHNICA
AUTOMATICA
ȘI
ELECTRONICA

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 20 Nr. 1 București, ianuarie 1972

Reflectarea progresului rapid al industriei electrotehnice în coloanele revistei noastre

Prof. GHEORGHE HORTOPAN* — București

Prevederile planului cincinal 1971—1975 de dezvoltare economică-socială sînt consacrate progresului și prosperității continue a României socialiste. Elaborat sub directa îndrumare a Comisiei centrale de partid și de stat, condusă de tovarășul Nicolae Ceaușescu, planul cincinal dezbătut și aprobat recent de Marea Adunare Națională este rodul unei ample și laborioase analize și dezbateri la scara întregii țări. S-au identificat astfel posibilități suplimentare, de natură să asigure ritmuri de creștere a producției materiale, a eficienței economice și de ridicare a nivelului de trai superioare celor stabilite prin Directivele Congresului al X-lea al partidului.

Sarcini importante revin revistei Electrotehnica de a orienta cu fermitate și atenție tematica revistei, în mod convergent, către îndeplinirea obiectivelor măreție ale actualului cincinal.

Astfel, concomitent cu reducerea consumului de materiale *o atenție deosebită se acordă* calității produselor. *Reînoirea permanentă a producției, diversificarea acesteia, sînt strîns legate de îmbunătățirea calității produselor electrotehnice. De aceea lucrările care tratează despre produse noi, metode tehnologice noi sînt binevenite în coloanele revistei, mai ales dacă și calitatea acestor produse este verificată cu ajutorul instalațiilor și dispozitivelor de încercare, cu ajutorul metodelor statistice și a acelor metode care scot în evidență o* fiabilitate sporită.

La aceste rezultate se va ajunge și prin intensificarea activității de cercetare *atît în ansamblul economiei cît și în compartimentul electrotehnicii unde dezvoltările teoretice se pretează, mai bine decît în orice domeniu, la aplicații practice cu un conținut bogat în concepție.*

Revista va continua să difuzeze larg rezultatele cercetărilor științifice, în scopul aplicării eficiente a acestora. De asemenea revista va intensifica publicarea conținutului tezelor de doctorat, care se ocupă și cu aplicații în industrie.

În acest sens un rol deosebit de important îl are legătura între producție, învățămînt și cercetare. *Prezența delegaților industriei electrotehnice, în cadrul consiliilor profesorale ale facultăților cu profil electrotehnic, va fi de natură să intensifice valorificarea superioară a gîndirii științifice în serviciul general al economiei naționale și deci spre folosul tuturor oamenilor muncii.*

Concomitent cu dezvoltarea de produse și tehnologii noi, pe bază de brevete naționale, revista va acorda sprijinul său perfecționării licențelor deja asimilate. *Nu sînt puține cazurile pentru care licențele cumpărate se anunță a fi învechite peste cîțiva ani, mai ales în domeniul echipamentului de comutație și al acționărilor care folosesc tehnica electronicii de putere. De altfel, introducerea dispozitivelor electronice (electronizarea) și automatizarea comenzilor reprezintă o caracteristică a tehnicii moderne și în domeniul electrotehnicii curenților tari. De aceea revista consideră că lucrările publicate, care pun în valoare ideile tehnice din aceste domenii, vor fi de un real folos pentru perfecționarea ramurilor corespunzătoare ale electrotehnicii.*

Eficiența economică în domeniul echipamentului electrotehnic se desprinde, cu pregnanță, atît la fabricația marilor agregate *ca generatoare, transformatoare, întreruptoare, de putere limită, cît și în cadrul producției de mare serie, sau de masă, la care industria electrotehnică se pretează atît de bine. În legătură cu această ultimă ideie nu trebuie uitată fabricația* bunurilor electrotehnice de larg consum. *Dacă eficiența în construcția marilor agregate, care se construiesc ca unicate, sau în serie foarte mică, se obține ținînd seama de masa mare a unui agregat și de randamentul ridicat al unui agregat, în fabricația de mare serie avantajul economic rezultă imediat din numărul extrem de mare al exemplarelor fabricate.*

De aceea studiile, cercetările teoretice și experimentale care vizează astfel de obiective vor fi prezentate, cu mult interes pentru tehnicieni și ingineri, în coloanele revistei.

Aspectele tehnico-economice *va trebui să-și găsească mai mult loc în coloanele revistei. În adevăr parametrii funcționali cum sînt: pierderile, randamentul, factorul de putere se reflectă pe de o parte în prețul de cost al echipamentului, iar pe de alta în costurile de exploatare.*

În calculele de optimizare a unui produs ambele aspecte trebuie stăpînite, deoarece se urmărește nu numai reducerea costului de fabricație sau al celui de exploatare ci un minimum de cheltuieli pe ansamblul economiei naționale.

Dezvoltarea industriei electrotehnice este condiționată și de formarea unor cadre tehnice superioare cu o pregătire profesională de calitate și înzestrate cu înalt simț al răspunderii sociale. Este firesc deci ca, în coloanele revistei, să se dezbată și probleme privind formarea și profilul specialiștilor, *absolvenți ai școlilor noastre electrotehnice. De asemenea revista va trebui să reprezinte, mai mult decît în trecut, în toate inițiativele și manifestările pe inginerii și tehnicienii, grupați în Consiliul Național al Inginerilor și Tehnicienilor.*

Revista Electrotehnica se alătură întregului popor, angajat cu toată energia și forța sa creatoare, la îndeplinirea actualului plan cincinal, în lumina recentelor hotărîri de partid și de stat, pentru a parcurge o nouă treaptă în desăvîrșirea construcției socialismului în țara noastră.

Comportarea maşinilor asincrone trifazate la variaţia turaţiei prin variaţia frecvenţei tensiunii de alimentare

EUGENIU NICOLESCU * — Bucureşti

GZ 621.313.333–585.3

Deşi foarte răspîndite în tehnica acţionărilor, motoarele asincrone cu rotorul în scurtcircuit nu au putut înlocui maşinile de curent continuu în acele acţionări la care se cer variaţii mari de viteză, datorită faptului că nu a existat mult timp o metodă corespunzătoare din punct de vedere tehnic şi economic care să permită variaţia turaţiei motorului asincron în limite largi. Metoda reducerii turaţiilor motoarelor asincrone în scurtcircuit prin diminuarea tensiunii de alimentare menţinînd constantă frecvenţa ei s-a dovedit tehnic neavantajoasă [1].

În ultimele două decenii a căpătat o utilizare tot mai largă variaţia turaţiei motorului asincron prin alimentarea sa cu tensiune de frecvenţă variabilă. Iniţial, tensiunea cu frecvenţă variabilă s-a obţinut cu ajutorul convertizoarelor rotative de frecvenţă (asemenea convertizoare au fost construite în Anglia pentru frecvenţe chiar şi sub 1 Hz) dar pe zi ce trece convertizoarele statice de frecvenţă se impun tot mai mult. Apariţia convertizoarelor statice de frecvenţă a făcut ca motorul asincron să poată fi folosit şi în acele acţionări la care pînă în prezent folosirea motorului de curent continuu era exclusivă.

Simultan au apărut şi studii asupra comportării motorului asincron alimentat de la asemenea convertizoare, respectiv atunci cînd motorul este alimentat cu tensiune şi frecvenţă variabilă.

Totuşi aceste studii, dorind adesea să abordeze problemele sub aspectul lor cel mai general adoptă ipoteze simplificatoare care în cazul unor domenii largi de frecvenţă nu mai sînt justificate; astfel uneori [2], [5] se neglizează rezistenţa bobinajului stator în comparaţie cu valorile reactanţelor, lucru care nu mai este permis în cazul motoarelor de putere mică şi alimentate la frecvenţă redusă.

În acest articol se va studia fără nici o ipoteză simplificatoare comportarea motorului asincron alimentat cu tensiune de frecvenţă variabilă prezentîndu-se cum variază caracteristicile lui odată cu variaţia frecvenţei şi bineînţeles cu tensiunea de alimentare. Deoarece la baza determinării comportării motorului asincron stă cazul alimentării sale cu tensiune avînd variaţie sinusoidală [4] chiar şi pentru situaţiile cînd alimentarea se face prin intermediul unui convertizor static cu tiristoare (la care tensiunea de ieşire nu-i sinusoidală), studiul prezentat în acest articol se va rezuma la variaţia sinusoidală a tensiunii.

În acest articol se urmăreşte :

— stabilirea variaţiei caracteristicilor motorului asincron atunci cînd tensiunea şi frecvenţa sînt legate printr-o funcţie dată;

— stabilirea legăturii ce trebuie să existe între tensiunea şi frecvenţa de alimentare pentru a păstra neschimbate anumite caracteristici ale motorului asincron.

Trebuie reţinut faptul că nu este posibilă găsirea unei legături între tensiune şi frecvenţă care să asigure conservarea simultană a tuturor caracteristicilor motorului asincron. Astfel dacă această legătură este concepută pentru a asigura menţinerea parametrilor de pornire ea nu poate asigura conservarea parametrilor de funcţionare (dintre aceştia cel mai important este capacitatea de supraîncărcare) şi invers. De aceea şi atunci cînd se stabileşte o legătură în scopul menţinerii neschimbate a unor parametri este necesară folosirea acelei părţi de studiu ce permite stabilirea variaţiei caracteristicilor motorului asincron la o anumită legătură între tensiune şi frecvenţă, cu ajutorul acesteia determinîndu-se caracteristicile ce nu au fost luate în considerare la determinarea legăturii amintite.

Pentru o folosire cît mai uşoară a relaţiilor generale găsite în prezenta lucrare şi care de altfel sînt destul de complicate, acestea s-au prelucrat şi s-au transformat în abace foarte comode de folosit. Abacele s-au trasat folosind valorile pe care parametrii motoarelor le au în realitate.

Pentru aceasta au fost examinate un număr de peste 200 motoare produse la noi în ţară şi în străinătate cu puteri între 1 şi 100 kW şi turaţii între 750 şi 3000 rot/min. S-a obţinut o substanţială simplificare, fără a se restrînge generalitatea studiului, folosind pentru rezistenţele şi reactanţele motoarelor valori raportate într-un mod original şi anume valorile ohmice ale rezistenţelor şi reactanţelor au fost raportate la valoarea impedanţei de scurtcircuit Z_{sc} (determinată fără a lua în considerare refularea curentului).

În valorile relative ale rezistenţelor şi reactanţelor s-a înglobat şi factorul c_1 definit cu relaţia :

$$\underline{c}_1 = 1 + \frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_m} \approx 1 + \frac{X_{\sigma 1}}{X_m}, \qquad (1)$$

factor ce apare în schema echivalentă a motorului asincron de îndată ce se scoate circuitul de magnetizare a acestuia la borne.

* Ing. *E. Nicolescu* este constructor şef la Uzina de Maşini electrice — Bucureşti

Este necesar a se constata dacă se poate lucra numai cu partea reală a coeficientului complex c_1 pentru motoare cu puteri în gama 1—100 kW lucrînd în domeniul de frecvenţe 10—50 Hz — adică motoare care fac obiectul studiului.

Calculînd acest coeficient pentru situaţiile limită ale domeniului mai sus precizate se obţin următoarele valori

— pentru motor de 1 kW funcţionînd la 50 Hz :
$c_1 = 1{,}038 - j\ 0{,}037$;
iar la 10 Hz :
$c_1 = 1{,}038 - j\ 0{,}18$

— pentru motor de 100 kW funcţionînd la 50 Hz :
$c_1 = 1{,}0185 - j\ 0{,}004$;
iar la 10 Hz :
$c_1 = 1{,}0185 - j\ 0{,}02$.

Se constată că numai la puteri mici ale motoarelor şi frecvenţe reduse partea imaginară capătă valori mai mari care totuşi se pot neglija.

Mărimile raportate în condiţiile precizate, sînt definite prin relaţiile :

$$r_1 = \frac{c_1 R_1}{Z_{sc}} \quad (2) \qquad r_2' = \frac{c_1^2 R_2'}{Z_{sc}} \quad (3)$$

$$r_{sc} = \frac{c_1 R_1 + c_1^2 R_2'}{Z_{sc}} = r_1 + r_2' \quad (4) \qquad x_1 = \frac{c_1 X_{1\sigma}}{Z_{sc}} \quad (5)$$

$$x_2' = \frac{c_1^2 X_{2\sigma}'}{Z_s} \quad (6)$$

$$x_{sc} = \frac{c_1 X_{1\sigma} + c_1^2 X_{2\sigma}'}{Z_{sc}} = x_1 + x_2' \quad (7)$$

$$z_{sc} = \frac{\sqrt{(c_1 R_1 + c_1^2 R_2')^2 + (c_1 X_{1\sigma} + c_1^2 X_{2\sigma}')^2}}{Z_{sc}} = \sqrt{r_{sc}^2 + x_{sc}^2} \quad (8)$$

unde impedanţa de scurtcircuit este dată de relaţia :

$$Z_{sc} = \sqrt{(c_1 R_1 + c_1^2 R_2')^2 + (c_1 X_{1\sigma} + c_1^2 X_{2\sigma}')^2}. \quad (9)$$

Se observă că z_{sc} are totdeauna valoarea 1 deoarece raportarea se face la Z_{1c} ; s-a arătat expresia lui z_{sc} numai pentru unitatea prezentării.

În tabela 1 sînt date valorile raportate ale rezistenţelor şi reactanţelor în funcţie de puterea motoarelor ; nu a fost necesară diferenţierea acestor mărimi şi în funcţie de turaţia motoarelor deoarece prin sistemul de raportare adoptat se constată că respectivele valori ale rezistenţelor şi reactanţelor nu diferă mult de la o turaţie la alta pentru aceeaşi putere a motorului

Mai mult chiar se constată că rezistenţele şi reactanţele nu au valori mult diferite la motoare cu puteri apropiate şi acesta este marele avantaj al sistemului de raportare ales.

Deoarece sînt studiate şi motoarele în scurtcircuit cu refulare a curentului în colivia rotorică, a fost necesară şi stabilirea unei corelaţii între puterea motoarelor şi coeficienţii de modificare a rezistenţei şi reactanţei rotorice datorită refulării curentului rotoric. Pentru aceasta s-a stabilit care este legătura între puterea motorului şi înălţimea barei coliviei rotor (tabela 2) şi de asemenea care este ponderea rezistenţei şi reactanţei barei coliviei rotor (adică a părţii influenţate de refulare) în rezistenţa şi reactanţa întregii colivii (tabela 3).

Această ultimă legătură depinde substanţial de turaţia motorului.

Tabela 1

Rezistenţele raportate r_1, r_2' şi reactanţele raportate x_1 ; x_2' pentru diferite puteri ale motoarelor asincrone

P, kW	$r_1 + r_2'$	$x_1 + x_2'$	r_1	r_2'	x_1	x_2'
0,8—1,1	0,7	0,714	0,28	0,42	0,286	0,428
1,5—2,2	0,6	0,8	0,24	0,36	0,320	0,480
3—4	0,5	0,865	0,20	0,30	0,346	0,519
5,5—7,5	0,4	0,926	0,16	0,24	0,370	0,555
10—22	0,3	0,956	0,12	0,18	0,382	0,574
30—100	0,2	0,98	0,08	0,12	0,392	0,588

Tabela 2

Înălţimea barei coliviei rotorice h_b a motorului asincron cu bare înalte la diferite puteri

P, kW	h_b, mm
0,8—1,1	10—15
1,5—2,2	15—20
3—4	20—25
5,5—7,5	25—30
10—22	30—35
30—100	35—40

Tabela 3

Rezistenţa barei rotorice raportată la întreaga rezistenţă rotorică (r_b'/r_2') şi reactanţa barei rotorice raportată la întreaga reactanţă rotorică (x_b'/x_2') pentru diferite puteri ale motorului asincron.

$2p$	2	4	6	8
$\frac{r_b'}{r_2'}$	0,65	0,8	0,85	0,9
$\frac{x_b'}{x_2'}$	0,475	0,5	0,525	0,55

Valorile coeficienţilor de majorare a rezistenţei k_r şi de micşorare a reactanţei k_x pentru colivii turnate din aluminiu sînt date în tabela 4.

Cu ajutorul acestor date se pot determina rezistenţa raportată a rotorului la o frecvenţă rotorică f, cu relaţia :

$$r_{2f}' = r_2' \left[1 + (k_r - 1) \frac{r_b'}{r_2'} \right] \quad (10)$$

Tabela 4

Valorile coeficienților de mărire a rezistenței k_r și de micșorare a reactanței k_x în funcție de înălțimea barei rotor h_b și frecvența de alimentare f

F, Hz		h_b mm 15	20	25	30	35	40	45	50
10	k_r	1	1	1	1	1,05	1,1	1,17	1,21
	k_x	1	1	1	0,99	0,98	0,96	0,94	0,93
20	k_r	1	1	1	1,13	1,24	1,38	1,55	1,74
	k_x	1	1	0,98	0,95	0,92	0,88	0,84	0,79
30	k_r	1	1,05	1,14	1,27	1,48	1,7	2,02	2,24
	k_x	1	0,98	0,97	0,905	0,855	0,8	0,745	0,67
40	k_r	1	1,1	1,25	1,45	1,8	2,08	2,34	2,59
	k_x	0,99	0,96	0,91	0,86	0,79	0,72	0,64	0,58
50	k_r	1	1,16	1,36	1,65	2,04	2,33	2,62	2,9
	k_x	0,985	0,95	0,884	0,81	0,74	0,645	0,572	0,518
60	k_r	1,06	1,22	1,5	1,88	2,24	2,54	2,87	3,10
	k_x	0,976	0,927	0,85	0,77	0,67	0,59	0,524	0,47
70	k_r	1,1	1,29	1,64	2,07	2,41	2,76	3,1	3,43
	k_x	0,963	0,9	0,82	0,725	0,623	0,545	0,485	0,438

iar reactanța, cu relația :

$$x'_{2f} = x'_2\left[1 - (1 - k_x)\frac{x'_b}{x'_2}\right] \qquad (11)$$

I. Foarte adesea se recomandă adoptarea unei corelări liniare între tensiuni și frecvență, astfel încît să fie satisfăcută relația :

$$\frac{U}{U_n} = \frac{f}{f_n}, \qquad (12)$$

unde cu indicele n s-au marcat mărimile nominale ale motorului. Pentru o asemenea variație a tensiunii în funcție de frecvență este comodă efectuarea studiului, cu ajutorul diagramei cercului deoarece diametrul cercului rămîne în acest caz constant.

Într-adevăr, diametrul cercului fiind dat de relația :

$$D = \frac{U}{\frac{f}{f_n}(x_1 + x'_2)} \qquad (13)$$

în condițiile în care este satisfăcută relația (12), acest diametru rămîne neschimbat. În schimb unghiul β care definește poziția dreptei cuplurilor (dreapta AP din fig.1) avînd valoarea :

$$\beta = \text{arc tg}\frac{r_1}{\frac{f}{f}(x_1 + x'_2)} \qquad (14)$$

își schimbă valoarea; pe măsură ce frecvența scade acest unghi are o valoare tot mai mare și deci dreapta cuplurilor se va roti tot mai mult în sens trigonometric. O dată cu reducerea frecvenței și unghiul α care determină dreapta

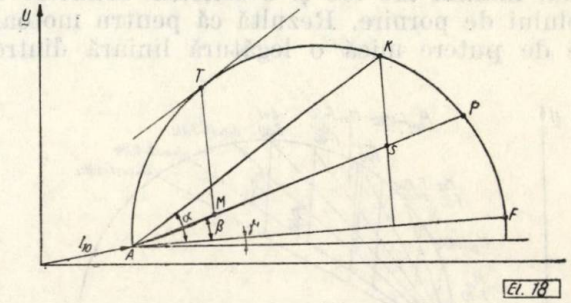


Fig. 1. Diagrama cercului unui motor asincron pentru U/f = const.

puterilor (dreapta AK) se mărește, el fiind determinat cu ajutorul relației :

$$\alpha = \text{arc tg}\frac{r_1 + r'_2}{\frac{f}{f_n}(x_1 + x'_2)}. \qquad (15)$$

Apare evident că pentru o legătură între tensiunea și frecvența de forma U/f = const. cuplul maxim al motorului (determinat de segmentul TM din figura 1) scade odată cu reducerea frecvenței.

În ceea ce privește cuplul de pornire (determinat de segmentul KS) nu se poate preciza

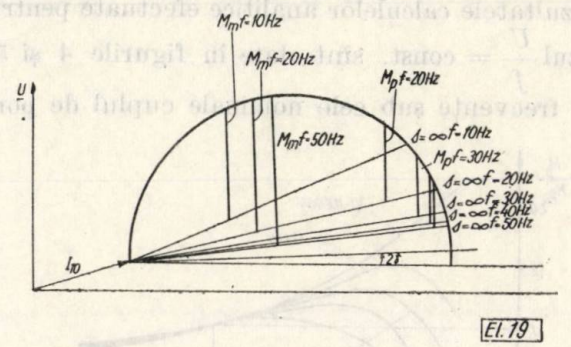


Fig. 2. Diagrama cercului unui motor asincron cu putere de 100 kW.

variația sa din examinarea diagramei cercului deoarece atît punctul K cît și dreapta AP își modifică poziția.

În figura 2 se prezintă diagrama cercului pentru un motor de 100 kW. Se remarcă o reducere importantă a cuplului maxim odată cu scăderea frecvenței ceea ce permite a concluziona că legătura $\frac{U}{f}$ = const nu asigură păstrarea constantă a capacității de supraîncărcare a motorului.

Din diagrama cercului apare la motorul de 100 kW o creștere importantă a cuplului de pornire o dată cu reducerea frecvenței; această creștere nu este însă semnificativă deoarece la motoarele de putere mare (peste 20 kW) refularea de curent în rotor este importantă, iar diagrama cercului nu ține seama de aceasta.

În figura 3 se înfăţişează diagrama cercului pentru un motor de putere mică (1 kW); ea arată că pe lîngă o importantă reducere a cuplului maxim are loc şi o serioasă reducere a cuplului de pornire. Rezultă că pentru motoarele de putere mică o legătură liniară dintre

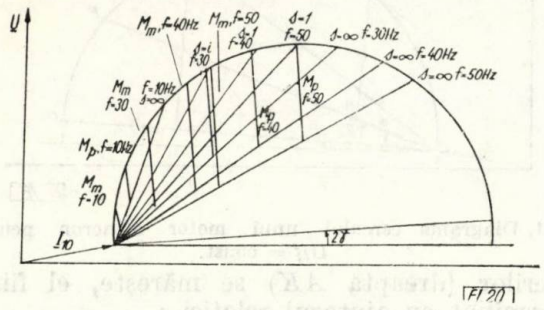


Fig. 3. Diagrama cercului unui motor asincron cu putere de 1 kW.

tensiune şi frecvenţă, legături de formă $U/f =$ = const. nu este în măsură a asigura menţinerea constantă nici a cuplului de pornire şi nici a celui maxim.

În locul studiului cu ajutorul diagramei cercului se preferă studiul analitic, care poate ţine seama de variaţia parametrilor motorului, studiu care este mai uşor de realizat în condiţiile în care se folosesc maşini electronice de calcul. Rezultatele calculelor analitice efectuate pentru cazul $\frac{U}{f}$ = const. sînt date în figurile 4 şi 5. La frecvenţe sub cele nominale cuplul de por-

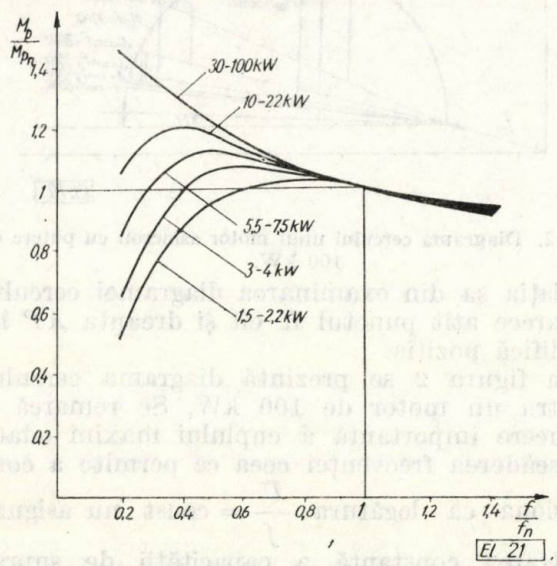


Fig. 4. Variaţia cuplului de pornire la motoare asincrone în scurtcircuit cu bară înaltă, alimentate la diferite frecvenţe (legătura dintre tensiune şi frecvenţă conform relaţiei $\frac{U}{f} = \frac{U_n}{f_n}$ = const).

nire al motoarelor de putere mică scade substanţial pe cînd cel al motoarelor de putere mare creşte. Cuplul maxim scade pentru întreaga gamă de motoare, fiind mai importantă scăderea în cazul motoarelor de putere mică.

II. Dacă se doreşte a se păstra constantă valoarea cuplului de pornire pentru ori şi ce frecvenţă a tensiunii de alimentare tensiunea trebuie să satisfacă relaţia:

$$\frac{U}{U_n} = \sqrt{\left[\left(\frac{r_1 + r_2'}{z_{sc}}\right)^2 + \left(\frac{f}{f_n}\right)^3 \left(\frac{x_1 + x_2'}{z_{sc}}\right)^2\right]} \frac{f}{f_n}. \quad (16)$$

Pentru motoarele la care refularea de curent afectează parametrii motorului se va folosi relaţia

$$\frac{U}{U_n} = \sqrt{\frac{\frac{r'_{2fn}}{(r_1 + r'_{2fn})^2 + (x_1 + x'_{2fn})^2}}{\frac{r'_{2f}}{(r_1 + r'_{2f})^2 + (x_1 + x'_{2f})^2}}} \left(\frac{f}{f_n}\right) \quad (17)$$

în care r'_{2f}, r'_{2fn}, x'_{2f} şi x'_{2fn} sînt calculate ţinînd seama de coeficienţii k_r de majorare a rezisten-

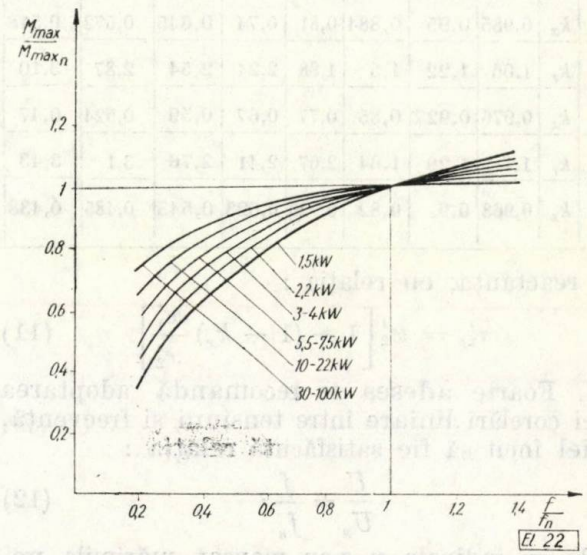


Fig. 5. Variaţia cuplului maxim la motoarele asincrone alimentate cu diferite frecvenţe (legătura dintre tensiune şi frecvenţă conform relaţiei $\frac{U}{f} = \frac{U_n}{f_n}$ = const).

ţei şi k_x de micşorare a reactanţei, corespunzători frecvenţelor f şi f_n.

În figura 6 este prezentată grafic legătura ce trebuie să existe între tensiunea şi frecvenţa de alimentare pentru ca să fie menţinută constantă valoarea cuplului de pornire. Se observă că la frecvenţe joase motoarele de putere mare trebuie alimentate cu tensiune mai mică în comparaţie cu motoarele de putere mică, în condiţiile în care se cere păstrarea constantă a cuplului de pornire.

Este important de examinat care este valoarea curentului de pornire în cazul asigurării unei asemenea legături între tensiune şi frecvenţă. Valoarea curentului de pornire pentru motoare de diferite puteri este reprezentată în figura 7; se constată că valoarea curentului

de pornire este cu atît mai mică cu cît frecvenţa tensiunii de alimentare este mai redusă. Reducerea acestui curent favorizează din punct

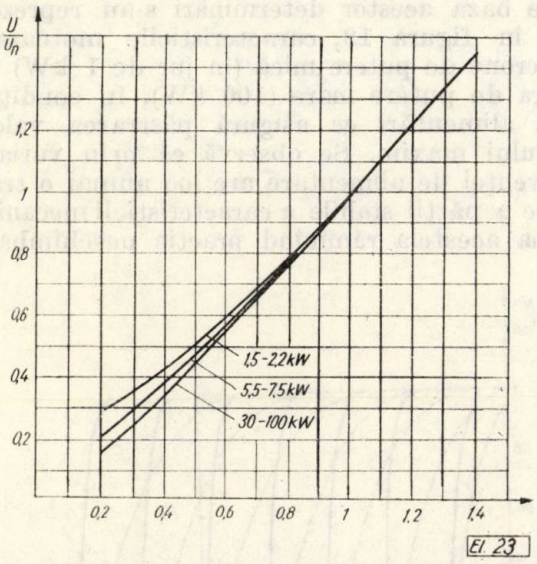


Fig. 6. Tensiunea U cu care trebuie alimentate motoarele asincrone cu rotorul în scurtcircuit şi bară înaltă pentru ca valoarea cuplului de pornire să rămînă constantă independent de frecvenţa tensiunii de alimentare.

de vedere termic funcţionarea motorului asincron în regim intermitent cu număr ridicat de conectări pe oră.

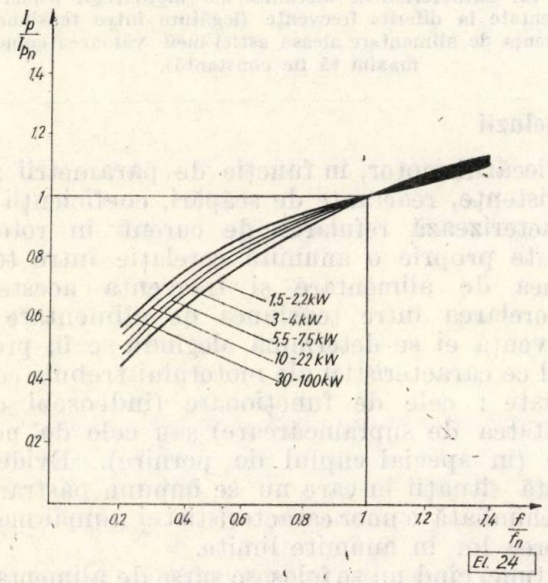


Fig. 7. Variaţia curentului de pornire al motoarelor asincrone în scurtcircuit şi bară înaltă, funcţie de frecvenţa de alimentare (legătura dintre tensiunea şi frecvenţa de alimentare aleasă astfel încît valoarea cuplului de pornire să rămînă constantă).

III. Pentru stabilirea legăturii dintre tensiune şi frecvenţă poate fi pusă condiţia de a se păstra constant cuplul maxim, deci capacitatea de supraîncărcare, oricare ar fi frecvenţa tensiunii de alimentare. Această legătură este dată de relaţia :

$$\frac{U}{U_n} = \sqrt{\frac{r_1 + \sqrt{r_2' + (x_1 + c_1 x_2')^2}\left(\frac{f}{f_n}\right)^2}{r_1 + \sqrt{r_1^2 + (x_1 + c_1 x_2^1)^2}}} \qquad (18)$$

şi pe baza acestei relaţii s-au reprezentat în figura 8 pentru motoare de diferite puteri corelaţia dintre tensiunea de alimentare şi frecvenţa acesteia. Se remarcă faptul că pentru

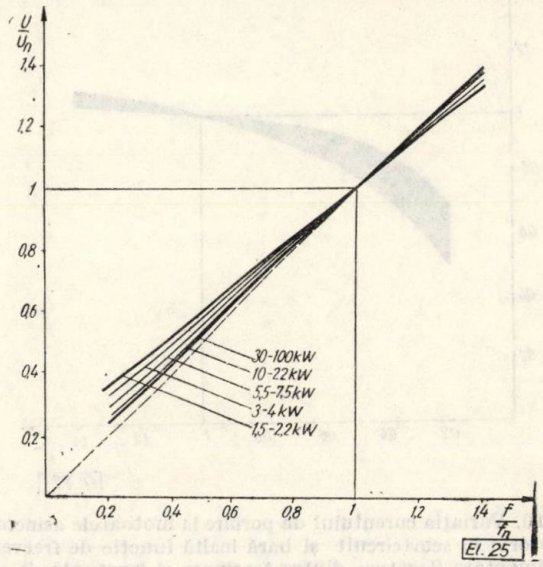


Fig. 8. Tensiunea U cu care trebuie alimentate motoarele asincrone pentru ca valoarea cuplului maxim să rămînă constantă independent de frecvenţa tensiunii de alimentare.

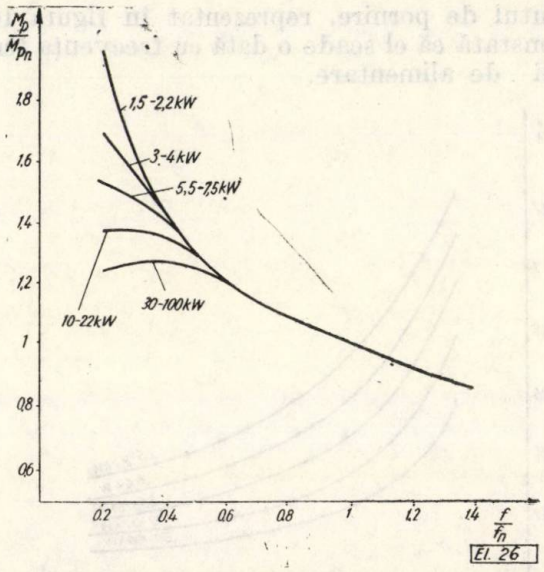


Fig. 9. Variaţia cuplului de pornire la motoarele asincrone cu rotorul în scurtcircuit şi bară înaltă funcţie de frecvenţa de alimentare (legătura dintre tensiunea şi frecvenţa de alimentare aleasă astfel încît valoarea cuplului maxim să fie constantă).

toate motoarele este nevoie de o tensiune mai mare decît cea defintă de relaţia $\frac{U}{f} = \text{const.}$ dacă se doreşte a avea constant cuplul maxim.

În situaţia conservării cuplului maxim rezultă însă cupluri de pornire mult sporite (cu 20 % pentru motoare de putere mare şi cu 50—80 % pentru cele de putere mică) ceea ce adesea nu constituie un inconvenient (în fig. 9 este reprezentată variaţia cuplurilor de pornire atunci cînd legătura dintre tensiune şi frecvenţă asigură conservarea cuplului maxim). Cît priveşte

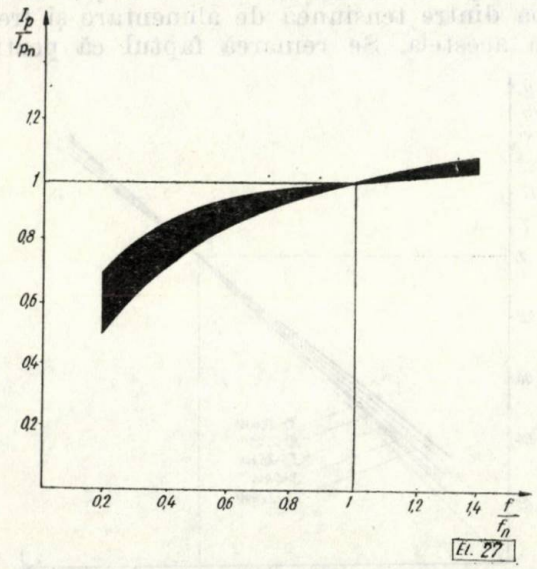


Fig. 10. Variaţia curentului de pornire la motoarele asincrona cu rotorul în scurtcircuit şi bară înaltă funcţie de frecvenţ-de alimentare (legătura dintre tensiunea şi frecvenţa de alie mentare aleasă astfel încît valoarea cuplului maxim să fie constantă).

curentul de pornire, reprezentat în figura 10, se constată că el scade o dată cu frecvenţa tensiunii de alimentare.

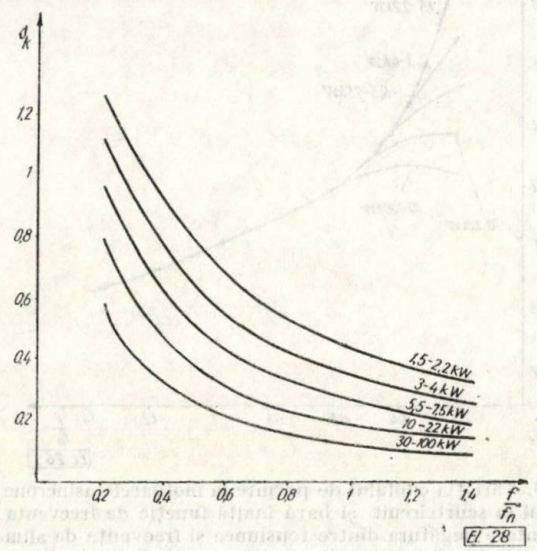


Fig. 11. Alunecare critică la motoarele asincrone în funcţie de frecvenţa tensiunii de alimentare.

S-a determinat şi variaţia alunecării critice în funcţie de frecvenţa tensiunii de alimentare. Această variaţie este reprezentată în figura 11 ; se observă că pe măsură ce scade această frecvenţă scade şi alunecarea critică, lucru normal deoarece o dată cu reducerea frecvenţei se diminuează valorile reactanţelor de scăpări.

Pe baza acestor determinări s-au reprezentat, în figura 12, caracteristicile motoarelor asincrone de putere mică (în jur de 1 kW) şi a unora de putere mare (100 kW), în condiţiile unei alimentări ce asigură păstrarea valorii cuplului maxim. Se observă că prin variaţia frecvenţei de alimentare are loc numai o translaţie a părţii stabile a caracteristicii mecanice, forma acesteia rămînînd practic neschimbată.

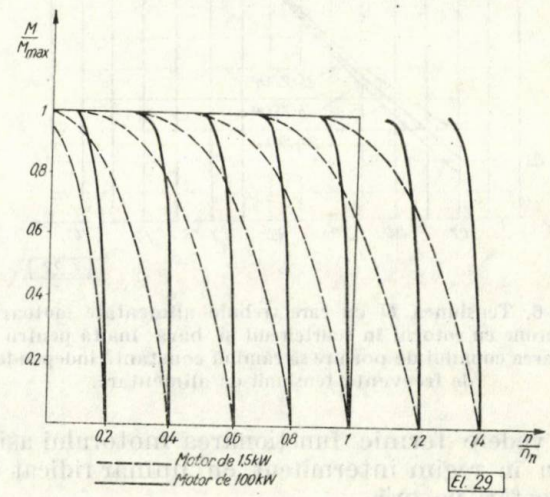


Fig. 12. Caracteristicile mecanice ale motoarelor asincrone alimentate la diferite frecvenţe (legătura între tensiune şi frecvenţa de alimentare aleasă astfel încît valoarea cuplului maxim să fie constantă).

Concluzii

Fiecărui motor, în funcţie de parametrii săi (rezistenţe, reactanţe de scăpări, coeficienţii ce caracterizează refularea de curent în rotor), îi este proprie o anumită corelaţie între tensiunea de alimentare şi frecvenţa acesteia.

Corelarea între tensiunea de alimentare şi frecvenţa ei se determină alegîndu-se în prealabil ce caracteristici ale motorului trebuie conservate : cele de funcţionare (îndeosebi capacitatea de supraîncărcare) sau cele de pornire (în special cuplul de pornire). Evident există situaţii în care nu se impune păstrarea neschimbată a unor caracteristici ci numai menţinerea lor în anumite limite.

Atunci cînd nu se folosesc surse de alimentare individuală pentru motoarele asincrone, acestea trebuie grupate în funcţie de puterea lor şi de caracteristicile ce trebuie conservate.

Pe baza diagramelor prezentate în acest articol se poate stabili legătura ce trebuie asigurată între tensiune şi frecvenţa de alimentare pentru a se obţine caracteristicile alese. De exemplu pentru un motor de 1 kW dacă se doreşte păstrarea neschimbată a cuplului ma-

xim, legătura dintre tensiune şi frecvenţă este dată de relaţia :

$$\frac{U}{U_n} = 0{,}2 + 0{,}8\frac{f}{f_n} \qquad (19)$$

iar dacă se vrea ca să rămînă neschimbat cuplul de pornire rezultă relaţia

$$\frac{U}{U_n} = 0{,}1 + 0{,}5\frac{f}{f_n}. \qquad (20)$$

Este important de reţinut că şi într-un caz şi în altul rezultă funcţii liniare, care însă nu trec prin origină.

Faptul că funcţiile sînt liniare uşurează substanţial realizarea sursei de alimentare care să asigure respectiva legătură între tensiune şi frecvenţa de alimentare.

Bibliografie

[1] *Gheorghiu, I.S.* şi *Fransua, Al.* Tratat de maşini electrice. Maşina asincronă. Bucureşti Editura Academiei R.S.R. 1971.

[2] *Kostenco, M.* Maşini electrice. Partea specială. Moscova —Leningrad, Gosenergoizdat, 1949.

[3] *Jain, G.C.* Influenţa formei curbei de tensiune asupra caracteristicilor unui motor asincron trifazat. În : IEEE Transactions on power appasatus and sistems nr. 6 1964.

[4] *Iargomski, I.* Calculul curenţilor unui motor asincron la alimentare de la un convertizor de frecvenţă. În : Izvestia visşih ucebnih zavedenii electrotehnica, nr. 4, 1969.

[5] *Schonfeld, R.* Comportarea staţionară şi dinamică a maşinilor cu cîmp învîrtitor la alimentare prin intermediul convertizoarelor statice de frecvenţă. În : Elektrie, nr. 6, 1969.

[6] *Karl Hasse.* Comportarea dinamică a maşinii asincrone la funcţionarea cu tensiune şi frecvenţă statorică variabilă.

Intrat în redacţie la 24.VII.1971

Instalaţia de pămîntare a laboratorului de înaltă tensiune al UEPC

ANDREI MARINESCU ŞI SILVIA POPESCU * Craiova

CZ 621.317.2.027.8

1. Generalităţi

Instalaţia de pămîntare aferentă unui obiectiv cu caracter industrial reprezintă atît un element funcţional, participînd efectiv la potenţionalizarea circuitelor electrice sau uneori constituind chiar o porţiune a acestora, cît şi un element de protecţie destinat să asigure o utilizare a energiei electrice în condiţii absolut nepericuloase pentru om. Caracterul de mijloc de protecţie este şi trebuie să fie îndeplinit necondiţionat de orice instalaţie de pămîntare, indiferent de importanţa obiectivului pe care îl deserveşte. Cu totul altfel însă se pune problema în privinţa rolului funcţional al unei asemenea instalaţii, rol care diferă foarte mult de la caz la caz.

În acest sens instalaţiei de pămîntare a unui laborator de înaltă tensiune i se impun următoarele condiţii :

— asigurarea unui potenţial de referinţă pe cît posibil mai apropiat de potenţialul unei zone de pămînt neutre, în orice regim de funcţionare (staţionar sau tranzitoriu);

— asigurarea unei repartiţii cît mai uniforme a potenţialului pe podeaua halei de înaltă tensiune.

Tendinţa actuală în realizarea instalaţiilor de pămîntare a laboratoarelor de înaltă tensiune constă în folosirea unui sistem de prize dispuse pe toată suprafaţa halei şi a cîmpului de încercări exterior (dacă există). Prizele respective sînt legate între ele printr-o reţea de echipotenţializare situată în sol la adîncimea de 3—5 m. Această reţea formează o plasă cu dimensiunile ochiurilor de cîţiva metri. Mai sus, aproape de nivelul pardoselii este plasată o a doua reţea de echipotenţializare, cu dimensiunile ochiurilor mai mici decît prima, reţea care serveşte totodată drept suport pentru

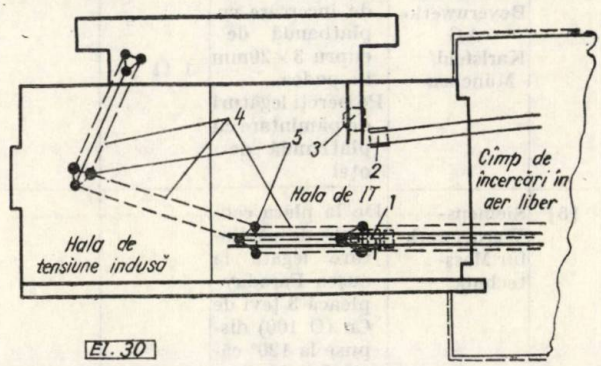


Fig. 1. Instalaţia de pămîntare a LIT Craiova. Soluţia propusă de proiectantul german:
1—Generator de impuls *2*—Instalaţia de tensiune înaltă alternativă *3*—Instalaţia de tensiune înaltă continuă *4*—Legăturii între prize *5*—Prize de pămînt adîncime

fixarea ecranului de pardoseală (în cazul laboratoarelor ecranate electromagnetice).

Indicaţii asupra instalaţiilor de pămîntare realizate în diferite laboratoare de înaltă tensiune din străinătate sînt prezentate în tabela 1.

Soluţia indicată de furnizorul general de utilaje din RDG pentru LIT Craiova este reprezentată în figura 1.

S-a apreciat că soluţia propusă diferă esenţial de construcţiile realizate (tabela 1) avînd ca principal inconvenient o comportare neco-

* Ing. *A. Marinescu* este şeful laboratorului de IT al CCP-GUAMEC şi ing. *S. Popescu* este cercetător pr. III la acelaşi laborator.

Tabela 1

Bibliografie	Laboratorul	Instalaţia de pămîntare Construcţie	Rezistenţa de pămîntare	Variaţia de potenţial
[1]	TH München	34 prize (ţeavă de cupru 50×3; 10 m lung.), legate *în podea*: cu plasa metalică a cuştii şi supl. cu un caroiaj de cupru 100×0,5 mm *în pămînt*: cu platbandă de cupru 25×2mm	0,3 Ω În impuls creşte la 50 Ω	100 V (mediu) 1000 V (maxim)
[2]	ASEA— Ludvika	Reţea puternică din cupru pentru întărirea reţelei de pămîntare		
[3]	Siemens--Schuckert (hala parabolică)	Prize sub întreaga clădire legate între ele inelar		
[4]	IPH-Berlin	Platbandă dispusă radial între prize		
	TRO-Berlin	Prize în podea şi în afara halei legate între ele cu platbandă. Armătura stîlpilor legată la o conductă inelară de pămîntare		
	Prüfamt 85 Beyernwerke AG Karlsfeld/ München	Legătura la inst. de încercare cu platbandă de cupru 3×20mm în podea. Pe pereţi legături de pămîntare cu platbandă de oţel	1 Ω	
[5]	Siemens-Wernerwerk für Messtechnik	De la placa centrală de pămîntare legată la cuşca Faraday pleacă 3 ţevi de Cu (Ø 100) dispuse la 120° către 3 prize amplasate în afara clădirii		
[6]	TH-Dermstadt	5 prize legate cu ecranul		53 V la 1 MHz
	AEG Kassel		0,1 Ω	
	Oerlikon	9 prize legate la armătura podelei (ochiuri de 15—30 cm)	0,3 Ω	
[7]	Elin-Weiz	18 prize legate la reţeaua metalică care formează cuşca Faraday în podea		

respunzătoare în regim tanzitoriu datorită inductanţelor mari ale conexiunilor între prize.

Colectivul LIT Craiova a propus o altă soluţie al cărui principiu este realizarea unei reţele uniforme de prize pe toată suprafaţa halei. Pe baza acestei propuneri a fost realizată practic instalaţia de pămîntare care constă din 44 prize de adîncime care pătrund în sol în 17 m (— 15 m nivelul mediu al apei freatice), distanţele una faţă de alta la circa 6 m, realizate din ţeavă de oţel zincată de 2 ţoli.

Legăturile de echipotenţializare sînt executate din platbandă de oţel 40×5 mm zincată. Trebuie remarcat faptul că în afara prizelor de pămînt forate special s-au folosit şi prizele naturale pe care le prezintă armăturile de oţel ale stîlpilor de susţinere ai halei.

În regim staţionar se obţine astfel o rezistenţă de punere la pămînt suficient de mică şi se poate considera că întreaga instalaţie de pămîntare se află la acelaşi potenţial.

În regimul tranzitoriu care apare la funcţionarea instalaţiei de impuls de tensiune, pentru a asigura o repartiţie cît mai uniformă a curentului de impuls este necesar ca instalaţia de pămîntare să fie completată cu o nouă reţea de echipotenţializare la nivelul pardoselii care în cazul instalaţiilor ecranate poate fi înlocuită de ecranul de pardoseală.

2. Calculul instalaţiei de pămîntare complexe în regim staţionar

Considerăm instalaţia de pămîntare complexă realizată la LIT Craiova (fig. 2).

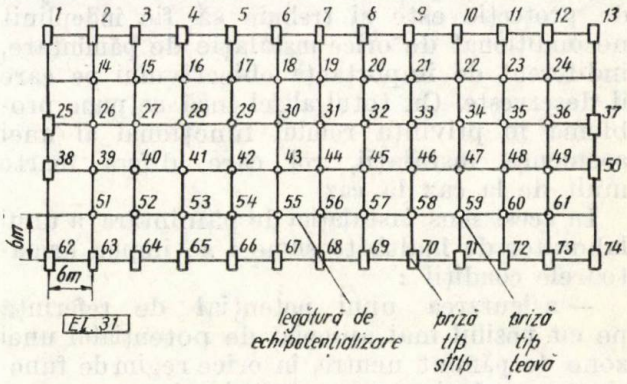


Fig. 2. Reprezentarea schematică a instalaţiei de pămîntare a LIT — Craiova.

Se fac următoarele ipoteze de calcul :

— toate elementele instalaţiei de pămîntare se află la acelaşi potenţial :

— în vecinătatea instalaţiei nu există alte corpuri metalice sau eventual alte instalaţii de punere la pămînt;

— Legăturile orizontale realizate în cadrul instalaţiei de pămîntare nu influenţează valoarea rezistenţei globale de punere la pămînt

a instalaţiei. (Rezistenţa de disipare în sol corespunzătoare legăturilor orizontale se consideră infinită iar impedanţa acestor legături folosite drept conductor de legătură, nulă.)

În această situaţie calculul instalaţiei de pămîntare complexe se reduce la rezolvarea unui sistem de n ecuaţii de gradul 1 cu n necunoscute de forma [8] :

$$\begin{cases} \varphi_1 = \alpha_{11} I_1 + \alpha_{12} I_2 + \ldots + \alpha_{1n} I_n \\ \varphi_2 = \alpha_{21} I_1 + \alpha_{22} I_2 + \ldots + \alpha_{2n} I_n \\ \vdots \\ \varphi_n = \alpha_{n1} I_1 + \alpha_{n2} I_2 + \ldots + \alpha_{nn} I_n \end{cases} \quad (1)$$

unde :

n este numărul de prize al instalaţiei de pămîntare complexă;

$\varphi_1 = \varphi_2 = \ldots \varphi_n$ — potenţialul la care se găseşte întreaga instalaţie, faţă de un punct de referinţă situat în zona de potenţial nul;

$I_1, I_2 \ldots I_n$ — curenţii care circulă prin prizele verticale.

Calculul concret al instalaţiei de pămîntare este prezentat în anexa 2.

Chiar în ipoteza realizării unor prize verticale perfect identice, curenţii care circulă prin ele nu sînt egali datorită influenţei pe care o exercită prizele una asupra alteia deoarece orice priză de pămînt se găseşte în cîmpul electric creat de celelalte prize în acel punct. Acest lucru duce la apariţia unor potenţiale diferite pe diversele prize ale instalaţiei de pămîntare, iar în cazul cînd uniformizarea potenţialului prizelor este dictată de existenţa reţelei de legături orizontale, la apariţia unor curenţi de disipare diferiţi.

Determinîndu-se din sistemul (1) curenţii $I_1 \div I_n$, se calculează rezistenţa de punere la pămînt a instalaţiei complexe :

$$R = \frac{U}{\sum_{i=1}^{n} I_n}. \quad (2)$$

Coeficienţii α_{ij} reprezintă coeficienţii de influenţă între prizele instalaţiei complexe şi au dimensiunile unei rezistenţe. Pentru $i=j$ coeficientul α_{ii} reprezintă chiar rezistenţa de punere la pămînt a prizei individuale.

În calculul acestor coeficienţi de influenţă şi respectiv coeficienţi proprii [9] trebuie ţinut seama de variaţia rezistivităţii solului cu adîncimea. În cazul unor instalaţii extinse apar complicaţii suplimentare întrucît structura solului poate varia chiar în cadrul perimetrului ei. Din acest motiv, în calculul practic al unei instalaţii extinse alcătuită din prize identice, şi în special la analiza diverselor variante de proiectare propuse, se poate considera solul omogen, adoptîndu-se o rezistivitate determinată din condiţia ca valoarea rezistenţei unei prize individuale calculate cu această rezistivitate ρ să corespundă valorii calculate riguros cu considerarea neomogenităţii solului pentru priza considerată.

Variaţia raportului α_{ij}/α_{ii} în cazul solului omogen în funcţie de raportul d/l este reprezen-

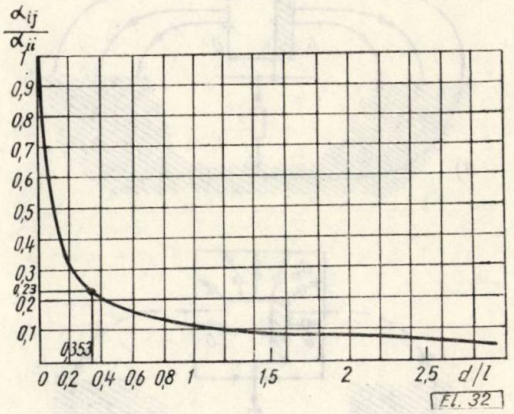


Fig. 3. Variaţia raportului α_{ij}/α_{ii} funcţie de raportul d/l (sol omogen).

tată în figura 3 unde d este distanţa între prize iar l este lungimea prizei.

Raportul α_{ij}/α_{ii} scade rapid de la valoarea 1 la valoarea 0,204 pentru $d/l = 0,4$ şi apoi variază lent spre zero.

Bineînţeles că în proiectarea unei asemenea instalaţii utilizarea unui coeficient α_{ij} cît mai mic va fi limitată de celelalte condiţii impuse de rolul funcţional al ei (comportarea bună de regim tranzîtoriu, asigurarea unei repartiţii cît mai uniforme a potenţialului pe toată suprafaţa halei de încercare).

În cazul concret al instalaţiei de pămîntare a LIT Craiova s-a adoptat un coeficient maxim de influenţă a două prize $\alpha_{ij} = 0,23\ \alpha_{ii}$ ($d/l = 0,353$) ceea ce a dus la un coeficient global de utilizare a instalaţiei $\eta = 0,264$ şi o rezistenţă globală 0,337Ω (Anexa 2).

3. Comportarea instalaţiei de pămîntare complexe în regim tranzitoriu

Asupra comportării în regim tranzitoriu a unei instalaţii de pămîntare un rol important îl are instalaţia de ecranare electromagnetică.

Considerînd o reprezentare schematică a unui laborator de înaltă tensiune în cele două situaţii (ecranat şi neecranat fig. 4) se observă că în cazul instalaţiilor ecranate datorită faptului că descărcarea capacităţilor parazite se face prin pereţii ecranului, priza de adîncime reprezintă conductă de întoarcere numai pentru o parte din curenţii paraziţi care trec prin ecran datorită atenuării finite a acestuia, în timp ce la o instalaţie neecranată toţi curenţii

paraziţi trec prin această priză. Din acest motiv, la o instalaţie ecranată nu are o importanţă atît de mare valoarea rezistenţei de punere la pămînt a instalaţiei de pămîntare, fac-

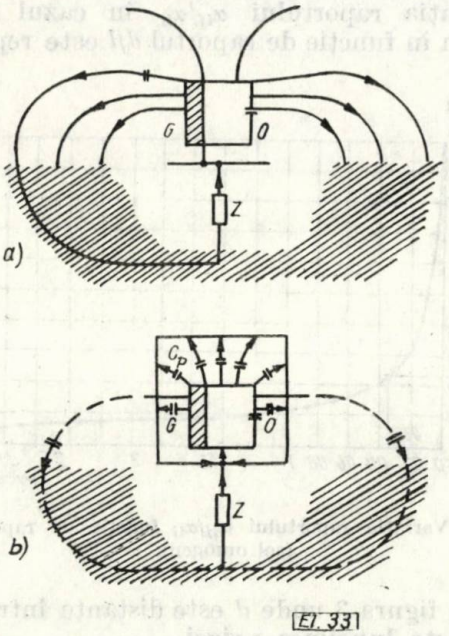


Fig. 4. Rolul instalaţiei de ecranare într-un laborator de înaltă tensiune :

a – instalaţie fără ecranare; *b* – instalaţie ecranată; *O* – obiect de încercare *Z* – impedanţă de punere la pămînt; C_p – capacitate parazită; *G* – generator de impuls.

torul hotărîtor pentru asigurarea unei bune comportări fiind în acest caz obţinerea unei legături practic lipsită de inductivitatea între circuitul de încercare şi priza de pămînt.

Teoretic soluţia ideală pentru obţinerea unor perturbaţii minime la măsurătorile oscilografice este după Stephanides [10] „punctul de pămîntare unic" în care se unesc conducte de întoarcere, divizorul de tensiune, cuşca de ecranare şi priza de adîncime. De asemenea, toate legăturile auxiliare şi de măsură care pătrund în sala de încercare trec prin acest punct.

Deoarece în cazul unui laborator mare există mai multe surse de încercare puse la pămînt în diverse puncte, conductele de măsură şi auxiliare nu trec toate prin acelaşi punct, tensiunile înalte de alimentare a instalaţiilor de încercare sînt produse în afara cuştii, nu se mai poate aplica soluţia „punct de pămîntare" trecîndu-se la sistemul „suprafaţă de pămîntare".

În ipoteza unui curent de impuls, prin priza legată direct la conducte de întoarcere se scurge practic tot curentul fiindcă datorită reactanţei inductive a platbandelor de legătură cu celelalte prize, acestea sînt mai puţin încărcate. Astfel la LIT Craiova reactanţa platbandei de legătură (cota — 4 m) între două prize aflate la 6 m distanţă este de 11,2 Ω la 250 kHz faţă de 0,0023 Ω la 50 Hz. Din această cauză este absolut necesară o nouă conexiune practic neinductivă între prize la nivelul pardoselii care în cazul instalaţiilor ecranate poate fi înlocuită de ecranul de pardoseală. În figura 5 se indică schematic această soluţie folosită la LIT Craiova.

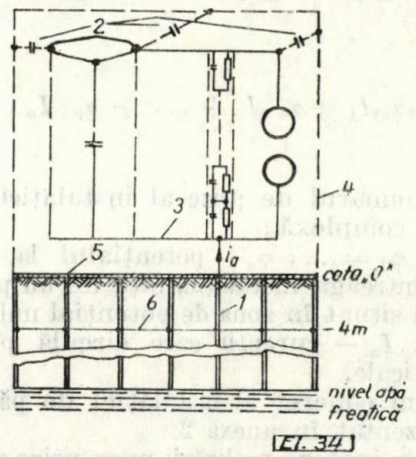


Fig. 5. Funcţionarea instalaţiei de ecranare împreună cu instalaţia de pămîntare a laboratorului :

1 – priză de pămînt de adîncime; *2* – capacităţi parazite; *3* – conducta de întoarcere a I_{soc}; *4* – cuşca de ecranare; *5* – suprafaţă de pămîntare; *6* – centură suplimentară de echipotenţializare.

4. Rezultate experimentale

Măsurători în regim staţionar. Măsurătorile s-au efectuat conform schemei prezentate în figura 6, metoda de măsură utilizată fiind metoda ampermetru-voltmetru.

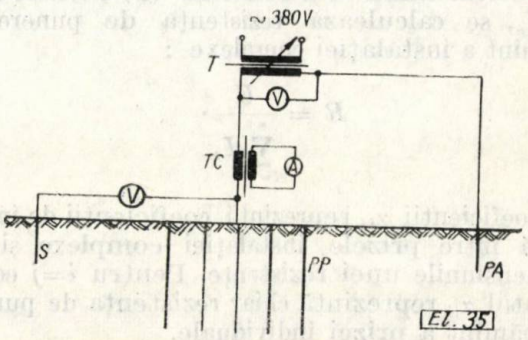


Fig. 6. Schema de măsură a rezistenţei de punere la pămînt în regim staţionar :

T – transformator reglabil 0 – 330 V; T_0 – transformator de curent 100 (50)/5A; *PP* – priză principală; *PA* – priză auxiliară; *S* – sondă.

În scopul obţinerii unui curent apreciabil (40–60 A) în circuitul de măsură s-a utilizat o priză auxiliară formată din 20 ţevi de oţel avînd diametrul de 40 mm amplasate la 4 m una de alta, fiind implantate în sol circa 1,10 m. Priza auxiliară, sonda şi instalaţia de măsurat

au fost dispuse în vîrfurile unui triunghi echilateral cu latura de circa 500 m (conform cerinţelor TGL 200—0603 pag. 8).

Valorile determinate pentru rezistenţa de punere la pămînt a instalaţiei sînt prezentate în tabela 2 funcţie de curentul de măsură.

Tabela 2

I, A	62,2	50,5	40,1	30	20
R, Ω	0,115	0,112	0,112	0,1105	0,107

Se remarcă faptul că pentru o plajă largă a valorilor curentului de măsură, valoarea rezistenţei măsurate este constantă.

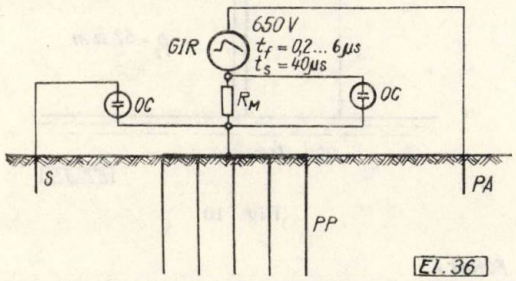


Fig. 7. Schema de măsură a rezistenţei de punere la pămînt în regim tranzistoriu :

PP — priză de pămînt principală ; *PA* — priză de pămînt auxiliară ; *S* — sondă de măsură ; *OC* — oscilograf catodic ; *GIR* — generator de impulsuri repetate ; R_M — şunt de măsură.

Măsurători în regim tranzitoriu. Schema utilizată este prezentată în figura 7.

Din analiza oscilogramelor de tipul celei prezentate în figura 8 se observă că nu se poate vorbi de o anumită valoare a rezistenţei de punere la pămînt în regim tranzitoriu întrucît aceasta este variabilă în timp.

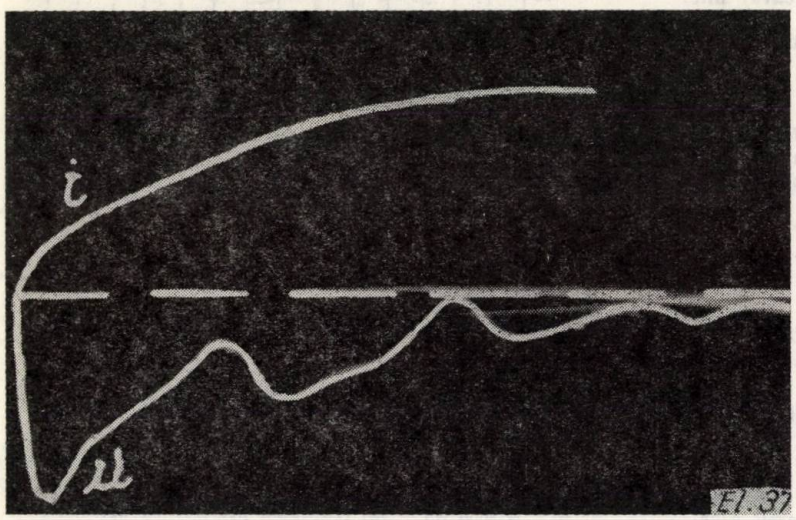


Fig. 8. Oscilograma curentului tranzitoriu şi a tensiunii pe priză. Marcaj de timp 1μs.

Diferiţi specialişti propun luarea în considerare a diverse valori ale rezistenţei, determinate pentru o anumită situaţie dată.

Astfel :

Berger şi Vainer [11], [12]

$$Z_{B,V} = \frac{U_{max}}{i};$$

Korsuncev [13]

$$Z_K = \frac{U_{max}}{i_{max}};$$

Petropoulos, Riabkova [14], [15]

$$Z_{P,R} = \frac{U(t)}{i(t)}.$$

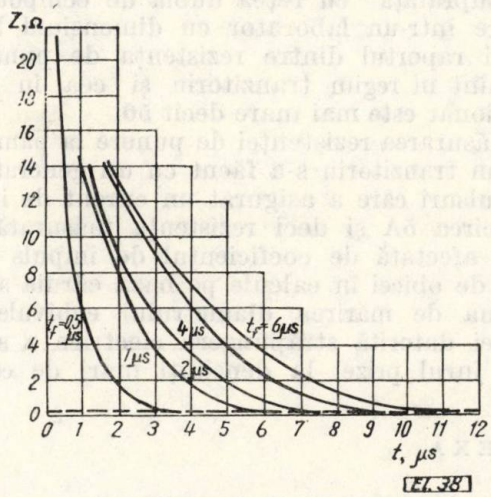


Fig. 9. Variaţia impedanţei de punere la pămînt în regim tranzitoriu.

Întrucît în literatura de specialitate nu s-a ajuns la o valoare unanim acceptată, considerăm că este util să se prezinte întotdeauna curba de variaţie în timp a rezistenţei de punere la pămînt în regim tranzitoriu şi să se renunţe la utilizarea unei relaţii de calcul de forma celor de mai sus.

Rezultatele măsurătorilor prezentate în figura 9 permit să se facă următoarele precizări :

— impedanţa de punere la pămînt în regim tranzitoriu depăşeşte cu mult valoarea de regim staţionar ;

— creşterea maximă se obţine pentru unde cu front sub 1 μs ;

— timpul după care se atinge valoarea rezistenţei staţionare depinde de durata frontului undei de impuls utilizate ;

— descreşterea se realizează cu o pantă mai mare la fronturi mai mici.

5. Concluzii

Pentru un laborator de înaltă tensiune este neapărat necesar un sistem de prize de adîncime dispuse suficient de aproape una de alta astfel încît inductivitățile legăturilor (porțiunea de ecran și platbandă de echipotențializare) să fie cît mai mici posibile, pentru asigurarea încărcării în regim tranzitoriu a unui număr cît mai mare de prize și deci reducerea impedanței de punere la pămînt.

În regim staționar o asemenea instalație va lucra întotdeauna cu coeficient de utilizare redus (maximum 0,4) lucru care nu deranjează avîndu-se în vedere că și așa valoarea rezistenței staționare obținute este mică (sub 0,5 — 0,6Ω).

Chiar în condițiile realizării unui „pămînt de suprafață" cu rețea dublă de echipotențializare într-un laborator cu dimensiuni liniare mari raportul dintre rezistența de punere la pămînt în regim tranzitoriu și cea în regim staționar este mai mare decît 50.

Măsurarea rezistenței de punere la pămînt în regim tranzitoriu s-a făcut cu un generator de impulsuri care a asigurat un curent de impuls de circa 5A și deci rezistența măsurată nu a fost afectată de coeficientul de impuls introdus de obicei în calcule pe baza căruia se ține seama de mărirea diametrului echivalent al prizei datorită străpungerii electrice a solului din jurul prizei la densități mari de curent.

ANEXA

Calculul instalației de pămîntare a LIT Craiova

Sistemul de ecuații (1) este format din 74 ec. liniare cu 74 necunoscute corespunzătoare celor 44 prize tip țeavă și 30 prize tip stîlp. Amplasarea geometrică a acestora este arătată în figura 2.

Calculul corespunde metodei prezentate în capitolul al 2-lea cu următoarele precizări :

— toate prizele de un anumit tip (stîlp sau țeavă) sînt identice ;

— solul are o rezistivitate constantă determinată conform celor expuse în capitolul 2.

1. Calculul coeficienților α_{ii}

Prizele tip țeavă se calculează considerînd solul format din două straturi cu rezistivități diferite ρ_1 și ρ_2 conform figurii 10.

Rezultatul măsurătorii efectuate pentru determinarea rezistivității solului este prezentată în figura 11.

$$R_t = \frac{1}{2\pi\left[\frac{h_1}{\rho_1} + \frac{1}{\rho_2}(l_0 - h_1)\right]} \ln\frac{2l_0}{r_0}$$

unde :

r_0 este raza țevii ;
ρ_1 — rezistivitatea primului strat ;
ρ_2 — rezistivitatea celui de al doilea strat.

S-a obținut $R_t = 5{,}3\ \Omega$ și $\rho_{ech} = 78\ \Omega$ m.

Prizele tip stîlp sînt formate din armătura de oțel a stîlpilor de beton armat ai halei. S-a asimilat suprafața laterală a armăturii cu o suprafață cilindrică corespunzătoare, unui cerc de lungime egală cu perimetrul bazei stîlpului.

În aceste condiții utilizînd pentru calcul expresia :

$$R_s = \frac{\rho_b}{2\pi l} \ln\frac{4l}{d}$$

unde :

ρ_b este rezistivitatea betonului = 125 Ω m ;
l — lungimea armăturii ;
d — diametrul cercului echivalent ;

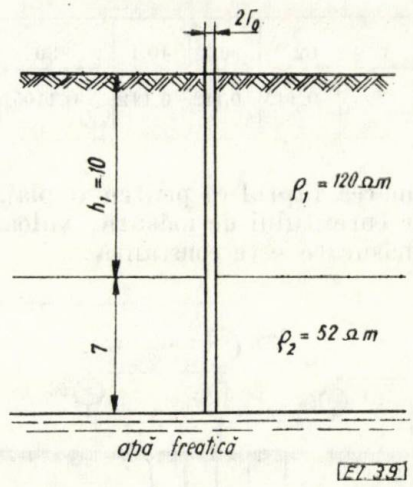


Fig. 10

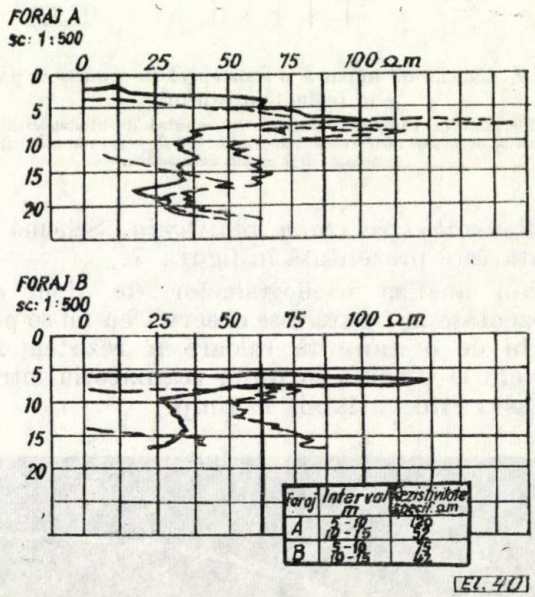


Fig. 11

s-a obținut :

$$R_s = 8{,}4\ \Omega.$$

2. Calculul coeficienților α_{ij}

Se utilizează relația indicată în [9] :

$$\alpha_{ij} = \frac{\rho}{2\pi l_i}\left[Arsh\ \frac{2l_i}{D_{ij}} + \frac{D_{ij}}{2l_j} - \sqrt{\left(\frac{D_{ij}}{2l_j}\right)^2 + 1}\right]$$

cu următoarele precizări :

— relația este valabilă numai pentru $D \geqslant r$ (r fiind raza prizei ;

— $l_i = l_j$ deci $\alpha_{ij} = \alpha_{ji}$ (în cazul prizelor identice)

— $l_i \neq l_j$ în cazul prizelor diferite (tip stîlp și tip țeavă) deci $\alpha_{ij} \neq \alpha_{ji}$.

Calculul s-a realizat pe un calculator de birou Olivetti. Notaţiile corespund figurii 13.

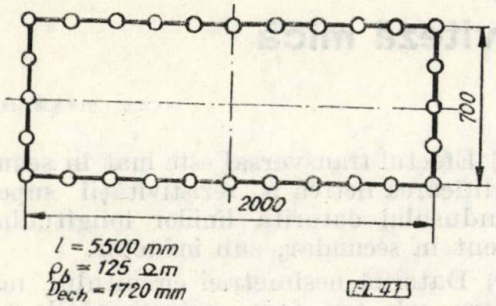


Fig. 12

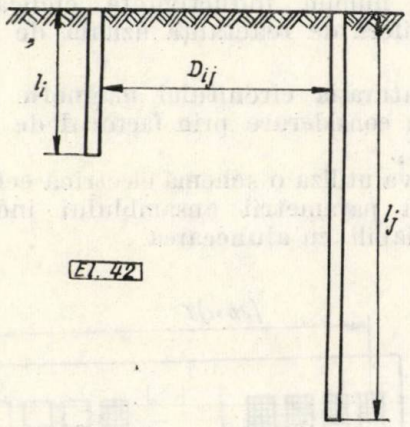


Fig. 13

3. *Determinarea rezistenţei globale de punere la pământ a instalaţiei complexe*

Se aplică o metodă simplificată de determinare a rezistenţei globale [9]. Se consideră numai două prize astfel alese încît una din ele să fie situată în condiţiile cele mai defavorabile, fiind influenţată cel mai mult de prizele înconjurătoare, iar cealaltă, în condiţiile unei influenţe minime. S-au utilizat prizele 1 şi 31, s-au calculat coeficienţii de influenţă ai acestor două prize faţă de toate celelalte şi s-au determinat potenţialele respective în ipoteza disipării unor curenţi egali prin toate prizele instalaţiei $\left(I_j = \frac{I}{n}\right)$:

$$\varphi_1 = \sum_{j=1}^{74} \alpha_{1j}\, I_j = \frac{I}{n} \sum_{j=1}^{74} \alpha_{1j}$$

$$\varphi_{31} = \sum_{j=1}^{74} \alpha_{31,j}\, I_j = \frac{I}{n} \sum_{j=1}^{74} \alpha_{31,j}\,.$$

Potenţialul mediu calculat cu expresia

$$\varphi_{med} = \frac{\varphi_1 + \varphi_{31}}{2}$$

permite calculul rezistenţei globale :

$$R_g = \frac{\varphi_{med}}{I} = \frac{1}{2n}\left(\sum_{j=1}^{74} \alpha_{1j} + \sum_{j=1}^{74} \alpha_{31,j}\right).$$

În aceste condiţii eroarea care se face la calculul rezistenţei globale se poate calcula cu expresia :

$$\Delta R\ \% = \frac{R_{max} - R_{min}}{2R_g} \cdot 100 = \frac{\varphi_{max} - \varphi_{min}}{2\varphi_{med}} \cdot 100.$$

S-a determinat

$R_g = 0{,}337\,\Omega$, $\Delta R\ \% = 18\ \%$ şi coeficientul de utilizare al instalaţiei

$$\eta = \frac{R_i}{R_g} = 0{,}264,$$

unde :

R_i este rezistenţa ideală fără considerarea coeficientului de influenţă (toate prizele conectate în paralel);

R_g rezistenţa globală a întregii instalaţii cu considerarea influenţei între prize.

Bibliografie

[1] *Prinz, H.* Feuer, Blitz und Funke Verlag T. Bruckmann München, 1965.

[2] *Lampe, W.* Screening of Buildings against Electromagnetic Fields. În : Elteknik **7**, nr. 4 1964, pag.53.

[3] *Läpple, H.* Das Versuchsfeld für Hochspannungstechnik des Schaltwerkes der Siemens-Schuckertwerke. În : Siemens-Zeitschrift, nr. 5, 1966, p. 428.

[4] *Hackenberg*, W. şi *Kaiserwerth, H.* Eine Hochfrequenz—Absorberhalle für die Funk-Entstörungs. În : Messtechnik. Siemens Zeitschrift **39**, nr. 4, 1965, p. 370.

[5] *Bauer, R.* Das Hochstspannungsprüffeld für Messwandler der Wernerwerkes für Messtechnik. În : Siemens-Zeitschrift **31**, nr. 9, 1957, p. 421—427.

[6] *Möller, K.* Spannunsabfälle in den Wänden metallisch absgeschirmter Hochspannungs—Laboratorien. În : ETZ—A **86**, nr. 13, 1966, p. 421—427

[7] *Gsodam, H.* Das neue Hochspannungs—Laboratorium und Transformatoren Prüffeld der Elin Union îm Werk Weiz. ÖZE **19**, nr. 5, 1966, p. 230.

[8] *Iacobs, A.I., Costruba, S.I.* şi *Jivago, B.T.* Rasciot slojnik zazemliaiuşcih ustroistv c pomoşciu ETVM. În : Electricestvo, nr. 8, 1967 pag. 23—27.

[9] *Oslon, A.B.* Analiticeskii rasciot slojnih zazemlitelei. În : Elektricestvo nr. 2, 1967, p. 30—33.

[10] *Stephanides, H.* Grundregeln für Aufbau von Erdungssystemen in Hochspannungslaboratorien. În : EuM **76**, nr. 4, 1959, p. 73—79.

[11] *Berger, K.* Gewitterforschung auf dem Monte San Salvadore. În : ETZ—A **82**, nr. 8, 1961, p. 249—260.

[12] *Wainer. A.L.* Impulsnie harakteristiki slojnih zozemlenii. În : Electricestvo nr. 3, 1966, p. 23—27.

[13] *Korsuncev, A.V.* Primenenie teorii podobia k rasciotu impulsnih haracteristih sosredotocinih zazemlitelei. În : Elektricestvo, nr. 5, 1958, p. 31—35.

[14] *Petropoulos, G.* The high voltage charakteristics of earth rezisteances. În : Journal of IEE Part II, **95**, 1948, p. 59—70.

[15] *Riabkova, E.J.* Impulsnie isledovanie zazemlitelei pomodeliah. În : Elektriceskie. Stanţii nr. 12, 1963, p 52—56.

Intrat în redacţie la 7. XII. 1970

Metodică de calcul electromagnetic al motoarelor asincrone liniare de viteză mică

ION BOLDEA* – Timişoara

CZ 621.313.333.042.5.001.25

În ultimii 25 de ani motoarele liniare au revenit în atenţia specialiştilor datorită avantajelor pe care le prezintă în acţionarea sistemelor cu mişcare de translaţie, mai ales la viteze mari [1] — [4], [12], [14], [18], dar şi la viteze relativ reduse [1], [9], [10], [15].

În literatură este studiată influenţa efectelor de capăt asupra repartiţiei inducţiei magnetice în intrefier, în jugul inductor, [1], [3], [4], [6], [8], [10], [13], [17], [18] sau asupra parametrilor electrici ai maşinii [7], [10].

În [14] se stabilesc relaţii între dimensiunile geometrice şi performanţele motorului printr-un procedeu grafo-analitic. În această lucrare nu se ţine cont de efectele transversal şi longitudinal de capăt, studiindu-se funcţionarea unui motor cu viteză sincronă mare, alimentat cu curent constant cînd în general sursele au tensiune constantă.

Prezenta lucrare îşi propune stabilirea unei metodici de calcul preliminar, care să precizeze dimensiunile geometrice principale ale circuitului electric şi magnetic pe baza vitezei nominale V, a forţei de tracţiune nominale F_n (sau a forţei de pornire F_p) şi a unor criterii economice.

Complexitatea calculelor matematice amplificate şi de multitudinea tipurilor constructive nu permite stabilirea unor relaţii general valabile.

Se va studia cazul motoarelor liniare cu dublu inductor şi indus-placă (fig. 1a, 1b), cu viteze sincrone mici.

Ipoteze de calcul

a) Se ia în considerare numai fundamentala inducţiei magnetice în întrefier în direcţia mişcării, indusul fiind aşezat simetric faţă de inductor.

b) Înfăşurările în două straturi a celor două inductoare se conectează în serie astfel ca polii N şi S să fie faţă în faţă.

c) Inductorul are număr impar de poli [12], crestături dreptunghiulare, cele marginale fiind semibobinate (fig. 1 a).

d) Conexiunea fazelor este stea pentru a micşora nesimetria curenţilor [9].

e) Efectul longitudinal de capăt se ia în considerare pe baza rezolvării ecuaţiilor cîmpului în absenţa efectului transversal de capăt.

f) Efectul transversal este luat în seamă prin modificarea fictivă a rezistivităţii superficiale a indusului datorită liniilor longitudinale de curent în secundar, sub inductor.

g) Datorită nesimetriei circuitului magnetic pentru cele trei faze, inductivităţile mutuale diferă , prin urmare valoarea medie algebrică a inductivităţilor proprii-utile şi mutuale pe care o numim inductivitate ciclică fictivă utilă, diferă de reactanţa uzuală de magnetizare.

h) Saturaţia circuitului magnetic poate fi luată în considerare prin factorul de saturaţie uzual K_s.

i) Se va utiliza o schemă electrică echivalentă serie cu parametrii ansamblului indus-întrefier variabili cu alunecarea.

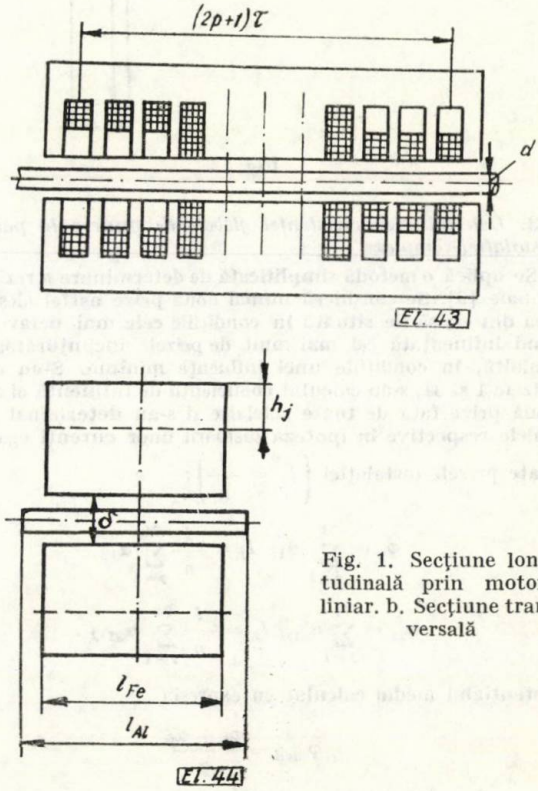


Fig. 1. Secţiune longitudinală prin motorul liniar. b. Secţiune transversală

j) Se neglijează reactanţa de dispersie a indusului fără a cauza erori importante la tipul de motoare studiate.

k) Fiind dată numai viteza nominală V şi F_n, sînt necesare condiţii suplimentare, economice, pentru determinarea dimensiunilor geometrice.

* Ing. *I. Boldea* este asistent la catedra de Maşini electrice a Institutului politehnic „Traian Vuia" din Timişoara.

Se utilizează, drept exemplu mai ales, criteriul maximului forţei de tracţiune pe unitatea de putere disipată în inductor şi criteriul minimului preţului materialelor active.

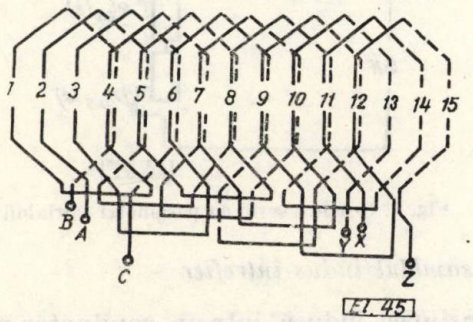


Fig. 2. Înfăşurare cu crestături marginale semibobinate.

Considerarea efectelor de capăt

Efectul transversal de capăt

Datorită căilor longitudinale de curent, rezistenţa echivalentă a indusului este mărită. Factorul de creştere al rezistenţei, K_2, este calculat în literatură, în general, în cazul neglijării efectului longitudinal de capăt.

Se dau în continuare două relaţii mai uşor utilizabile ([7], [5]) :

$$K_{2a} = \frac{K_x^2}{K_R} \frac{1 + s^2 G^2 \cdot \frac{K_R^2}{K_x^2}}{1 + s^2 G^2} \tag{1}$$

cu :

$$K_R = 1 - R_e \left[(1 - \mathrm{j}sG) \frac{\lambda}{\frac{\pi}{2\tau} l_{\mathrm{Fe}} \sqrt{1 + jsG}} \times \right.$$
$$\left. \times \tanh \frac{\pi}{2\tau} l_{\mathrm{Fe}} \sqrt{1 + jsG} \right] \tag{2}$$

$$K_x = 1 + R_e \left[(Gs + j) Gs \frac{\lambda}{\frac{\pi}{2\tau} l_{\mathrm{Fe}} \sqrt{1 + j\,sG}} \times \right.$$
$$\left. \times \tanh \frac{\pi}{2\tau} l_{\mathrm{Fe}} \sqrt{1 + jsG} \right] \tag{3}$$

$$\lambda = \frac{1}{1 + \sqrt{1+jsG} \tanh\left(\frac{\pi}{2\tau} l_{\mathrm{Fe}} \sqrt{1+jsG}\right) \tanh \frac{\pi}{2\tau} (l_{\mathrm{Al}} - l_{\mathrm{Fe}})};$$

$$G = \frac{2\tau^2 \mu_0 f}{\pi \rho_{SR} \cdot \delta''} \tag{4}$$

şi

$$K_{2b} \approx 1 + \frac{4\tau^2}{\pi^2 l_{\mathrm{Fe}} (l_{\mathrm{Al}} - l_{\mathrm{Fe}})} \tag{5}$$

Efectul transversal de capăt se consideră prin mărirea fictivă a rezistivităţii superficiale a indusului de K_2 ori :

$$\rho_{SRe} = K_2 \cdot \rho_{SR} \tag{6}$$

Desigur pot fi luate în considerare şi relaţii mai complicate pentru K_2, dar al căror spor slab de precizie nu justifică complicarea relaţiilor preliminare de calcul a tipului de motoare liniare studiat.

Efectul longitudinal de capăt

Efectul longitudinal de capăt se manifestă prin inducerea unor tensiuni suplimentare în zonele de intrare şi ieşire a indusului din întrefier.

Determinarea repartiţiei teoretice, în direcţia de mişcare, a cîmpului magnetic în întrefier în prezenţa indusului, în lucrare, se bazează pe aplicarea relaţiilor stabilite în [17] la tipul specific de înfăşurare inductoare aleasă.

Avînd în vedere prezenţa crestăturilor marginale semibobinate, fundamentale păturii de curent inductoare, se poate descompune în două componente cu repartiţii sinusoidale în cele două zone de lungime $(2p-1)\tau$ respectiv $(2p+1)\tau$ şi cu amplitudini egale cu jumătate din cea a rezultantei (fig. 3).

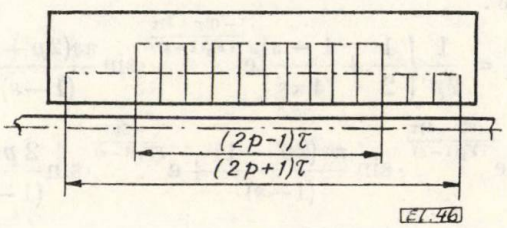


Fig. 3. Suprapunerea păturilor de curent inductor.

Se poate scrie :

$$j_1 = \frac{J_1}{2} \sin\left(\frac{\pi x}{\tau} - \omega_1 t\right); \text{ pentru } 0 \leqslant x \leqslant \tau$$

$$j_1 = \frac{J_1}{2} \sin\left(\frac{\pi x}{\tau} - \omega_1 t\right) - \frac{J_1}{2} \sin\left[\frac{\pi (x-\tau)}{\tau} - \omega_1 t\right];$$

$$\text{pentru } \tau \leqslant x \leqslant 2p\tau$$

$$j_1 = \frac{J_1}{2} \sin\left(\frac{\pi x}{\tau} - \omega_1 t\right);$$

$$\text{pentru } 2p\tau \leqslant x \leqslant (2p+1)\tau.$$

Sistemul de axe este fix faţă de inductor.

Generalizînd relaţiile din [17], inducţia magnetică rezultantă este :

$$B_{z1}(x_1 t) = -\frac{B_a}{2}\left[1 - e^{\frac{-x}{TV_1(1-s)}}\left(\cos\frac{\pi}{\tau}\frac{sx}{(1-s)} + \right.\right.$$

$$\left.\left. + \frac{1}{s\omega_1 T}\sin\frac{\pi}{\tau}\frac{sx}{(1-s)}\right)\right]\cdot\sin\left(\frac{\pi}{\tau}x - \omega_1 t\right) +$$

$$+ \frac{B_r}{2}\left[1 - e^{\frac{-x}{TV_1(1-s)}}\left(\cos\frac{\pi}{\tau}\frac{sx}{(1-s)} - \right.\right.$$

$$\left.\left. - s\omega_1 T\sin\frac{\pi}{\tau}\frac{sx}{(1-s)}\right)\right]\cdot\cos\left[\frac{\pi}{\tau}x - \omega_1 t\right] \quad (8)$$

aceasta pentru :

$$0 \leqslant x \leqslant \tau \text{ şi } 2p\tau \leqslant x \leqslant (2p+1)\tau \text{ şi } B_z'(x,t) =$$

$$= B_{z1}(x,t) - B_{z1}(x-\tau,t)\,;\ \tau \leqslant x \leqslant 2p\tau. \quad (9)$$

Forţa medie dezvoltată de motor, asupra inductoarelor se calculează cu expresia :

$$F_n = -\frac{l_{Fe}}{2}\int_0^{(2p+1)\tau} B_z(x)\cdot J_1(x)\,dx \quad (10)$$

Din (7) — (10), în final, se obţine :

$$F_n = -\frac{B_a}{2}\cdot\tau\, l_{Fe}\cdot J\cdot 2p\,(1-K_{f1}), \quad (11)$$

unde :

$$K_{f1} = \frac{1}{2p}\left\{\frac{1}{2} + \frac{1-s}{4\pi s}\left[e^{\frac{-(2p+1)\tau}{TV_1(1-s)}}\cdot\sin\frac{\pi s(2p+1)}{(1-s)} + \right.\right.$$

$$+ 2\,e^{\frac{-(2p-1)\tau}{TV_1(1-s)}}\cdot\sin\frac{\pi s(2p-1)}{(1-s)} + e^{\frac{-2p\tau}{TV_1(1-s)}}\cdot\sin\frac{2p\pi s}{(1-s)} -$$

$$\left.\left. - e^{\frac{-\tau}{TV_1(1-s)}}\cdot\sin\frac{\pi s}{(1-s)}\right]\right\} \quad (11')$$

În expresiile de mai sus s-au utilizat notaţiile :

$$B_a = \frac{s\rho_{sRe}J_1}{V_1\left(s^2 + \frac{1}{T\omega_1^2}\right)}\,;\quad B_r = \frac{\rho_{sRe}J_1}{T\omega_1 V_1\left(s^2 + \frac{1}{T^2\omega_1^2}\right)}. \quad (12)$$

Amplitudinea fundamentalei păturii de curent echivalente se exprimă prin relaţia :

$$J_1 = \frac{2m_1\sqrt{2}\,K_B\cdot NI_1}{2p\tau} \quad (13)$$

Parametrii schemei echivalente serie

Se va utiliza (pentru a păstra caracterul relativ simplu al relaţiilor de calcul) o schemă chivalentă serie în care ansamblul indus-întrefier este reprezentat printr-un circuit serie (fig. 4).

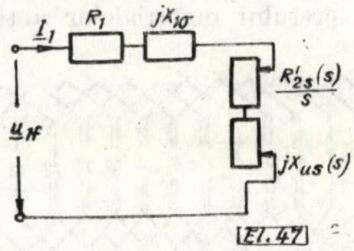


Fig. 4. Schema serie cu parametri variabili

Ansamblul indus-întrefier

Tensiunea indusă într-un conductor pe unitatea de lungime a inductorului are expresia :

$$U_{ec} = l_{Fe}\cdot\frac{\omega_1\tau}{\pi}B_z(x_1 t). \quad (14)$$

Tensiunea indusă pe fază (presupunînd o repartiţie fictivă sinusoidală a conductoarelor) este :

$$U_e(t) = \int_0^{(2p+1)\tau} KB_Z(x_1 t)\sin\frac{\pi}{\tau}x\,dx \quad (15)$$

$$\text{unde } K = \frac{2NK_B l_{Fe}V_1}{p\tau}. \quad (16)$$

În final, din (8), (9), (15) rezultă :

$$U_e(t) = Kp\tau\,[B_r(1-K_{f2})\sin\omega_1 t - B_a(1 - \\ - K_{f1})\cos\omega_1 t]. \quad (17)$$

Separînd partea în fază şi în cuadratură cu curentul inductor, rezultă rezistenţa, respectiv reactanţa circuitului echivalent serie al ansamblului indus-întrefier :

$$r'_{2s} = \frac{sB_a\cdot Kp\tau}{I_1\sqrt{2}}(1-K_{f1}) \quad (18)$$

$$X_{\mu s} = \frac{B_r\cdot Kp\tau}{I_1\sqrt{2}}(1-K_{f2}), \quad (19)$$

unde :

$$K_{f2} = \frac{1}{2p}\left\{\frac{1}{2} + \frac{TV_1(1-s)}{4}\left[e^{\frac{-(2p+1)\tau}{TV_1(1-s)}}\times\right.\right.$$

$$\times\cos\frac{(2p+1)\pi s}{1-s} + e^{\frac{-2p\tau}{TV_1(1-s)}}\cdot\cos\frac{2p\pi s}{1-s} +$$

$$+ 2\,e^{\frac{-(2p-1)\tau}{TV_1(1-s)}}\cdot\cos\frac{(2p-1)\pi s}{1-s} -$$

$$\left.\left. - 3 - e^{\frac{p\tau}{TV_1(1-s)}}\cdot\cos\frac{\pi s}{1-s}\right]\right\}. \quad (20)$$

În final se obține :

$$r'_{2s} = K_{Al} N^2; \quad X_{\mu s} = K_{\mu} \cdot N^2 \tag{21}$$

cu :

$$K_{Al} = \frac{2s^2 \rho_{SRe} \cdot m_1 K_B^2 \cdot l_{Fe}}{\left(s^2 + \frac{1}{T^2\omega_1^2}\right) p\tau} (1 - K_{f1}) \tag{22}$$

și

$$K_{\mu} = \frac{2\rho_{SRe} \cdot m_1 K_B^2 l_{Fe}}{T\omega_1 \left(s^2 + \frac{1}{T^2\omega_1^2}\right) p\tau} (1 - K_{f2}) . \tag{23}$$

Forța dezvoltată (rel. 11) verifică și condiția :

$$F_n = \frac{m r'_{2s} I_1^2}{s V_1} . \tag{24}$$

Efectul longitudinal de capăt este luat în considerare prin coeficienții K_{f1} și K_{f2}.

În anexa 1 se dă un exemplu numeric pentru coeficientul K_{f1}.

Reactanța de dispersie uzuală.

Reactanța de dispersie a crestăturilor, în cazul înfășurării adoptate se poate calcula cu relația :

$$X_{c\sigma} = 2\mu_0 l_{Fe} \omega_1 \left[\lambda_{cc} \cdot 4 n_b^2 \left(\frac{N_1}{n_b} + q\right) + \lambda_{cm} \cdot 2 q n_b^2\right] . \tag{25}$$

Numărul de spire la o bobină pentru înfășurarea cu crestături marginale semibobinate este :

$$n_b = \frac{N \cdot m_1}{Z - 2 q m_1} \tag{26}$$

$$\text{cu } Z = 2(2p + 1) q m_1 . \tag{27}$$

Numărul de spire N_1, pe fază în partea centrală a înfășurării, pe un inductor este :

$$N_1 = \frac{Z - 4 q m}{2 \cdot m} \cdot n_b . \tag{28}$$

În relația (25) $\left(\frac{N_1}{n_b} + q\right)$ este numărul de crestături pe fază în zona centrală (bobinată în două straturi) a unui inductor, iar λ_{cc} și λ_{cm} sînt permeanțele specifice de crestătură în zona centrală, respectiv marginală, și se calculează cu relații uzuale.

Similar, reactanța de dispersie a capetelor de bobină este :

$$X_{f\sigma} = 2\mu_0 l_{Fe} \omega_1 \lambda_f \left[2 q n_b^2 + 4 n_b^2 \cdot \frac{N_1}{n_b}\right] \tag{29}$$

cu :

$$\lambda_f \approx 0{,}67 q \frac{l_{cb} - 0{,}64\tau}{l_{Fe}} . \tag{30}$$

Reactanța de dispersie diferențială X_δ se poate calcula cu o relație de forma :

$$X_\delta = \lambda_\delta \cdot [X_{\mu s} (s = 0)] \tag{31}$$

$$\lambda_\delta = \lambda_d + \lambda_z \tag{32}$$

cu :

$$\lambda_d = 0{,}5 \cdot \left(\frac{1}{mq}\right)^2 , \tag{33}$$

iar λ_z se ia conform [16 (fig. 19)].

Reactanța ciclică fictivă

Datorită caracterului deschis al circuitului magnetic fazele sînt inevitabil plasate nesimetric față de miezul feromagnetic. Inductivitățile mutuale între cîte două faze diferă între ele.

În [1] și [12] se prezintă o metodă de calcul a inductivităților proprii utile și mutuale. Procedeul se bazează pe suprapunerea tuturor fluxurilor elementare produse de fiecare bobină în fiecare dinte.

Pentru înfășurarea de tipul precizat, cu $q = 1$, se pot stabili, prin generalizare, relații de calcul pentru aceste inductivități. Generalizarea propusă se prezintă în continuare.

Dacă se notează cu S suprafața inductorului corespunzătoare unui pas cu crestătură, atunci fluxul produs de o spiră este :

$$\Phi_0 = \frac{i}{\frac{\delta''}{\mu_0 m_1 S} + \frac{\delta''}{\mu_0 (2pm + 1) S}} . \tag{34}$$

Pentru un dinte interior spirei fluxul mediu este :

$$\Phi_{di} = \frac{\Phi_0}{m_1} . \tag{35}$$

Suprapunînd efectele tuturor bobinelor rezultă în final inductivitățile proprii utile. :

$$L_{uA} = L_{uB} = L_{uC} = 2pm\mu_0 \frac{S}{\delta''} \left(\frac{N}{2p}\right)^2 \tag{36}$$

și cele mutuale :

$$L_{CA} = L_{AB} = -(2p + 1)\mu_0 \frac{S}{\delta''} \left(\frac{N}{2p}\right)^2 \tag{37}$$

$$L_{BC} = -(2p - 2)\mu_0 \frac{S}{\delta''} \left(\frac{N}{2p}\right)^2 . \tag{38}$$

Media acestor inductivități, numită aici inductivitate ciclică fictivă are expresia :

$$L_{um} = \frac{1}{3}(L_{uA} + L_{uB} + L_{uC} + \frac{|L_{AB} + L_{BC} + L_{CA}|}{3} = \frac{(m_1 + 1)}{2pm_1} \mu_0 \frac{S}{\delta''} \cdot N^2 \tag{39}$$

cu :

$$S = \frac{l_{Fe} \cdot \tau}{m_1} . \tag{40}$$

(Pentru $q > 1$ generalizarea duce la relaţii prea complicate şi e preferabilă urmărirea metodicii indicate în [12]).

Reactanţa ciclică fictivă este :

$$X_{um} = \omega_1 L_{um}. \tag{41}$$

Reactanţa totală de dispersie se poate scrie acum :

$$X_{1\sigma} = X_{c\sigma} + X_{f\sigma} + X_{\delta} + X_{um} - X_{\mu}. \tag{42}$$

Separînd pătratul numărului de spire (N^2) din aceste expresii rezultă :

$$X_{1\sigma} = K_{1\sigma}\cdot N^2 \tag{43}$$

$$X_{\mu} = [X_{\mu s}]_{s=0} = [K_{\mu}]_{s=0}\cdot N^2 = K_m\cdot N^2 \tag{44}$$

$$X_{um} = K_{um}\cdot N^2, \tag{45}$$

unde :

$$K_{1\sigma} = \frac{\mu_0 l_{Fe}\omega_1}{4p^2q^2}\left[4pq\lambda_{cc} + \lambda_{cm}\cdot q + (4p-3)q\lambda_f\right] + K_{um} - K_m(1-\lambda_d-\lambda_z) \tag{46}$$

$$K_{um} = \frac{(m_1+1)}{2pm_1}\cdot\frac{\omega_1\mu_0 l_{Fe}\cdot\tau}{\delta''}. \tag{47}$$

Relaţia (47) este utilizabilă numai cînd înfăşurarea inductoare are pas diametral şi $q = 1$, pe cînd (46) nu are această restricţie.

Jugul inductor.

Ţinînd cont de existenţa unei componente alternative în inducţia magnetică din jugul inductor [12] înălţimea acestuia se determină cu expresia :

$$h_j = \frac{[B_r]_{s=0}}{B_j}\cdot\frac{\tau(\pi+2)}{2\pi}. \tag{48}$$

Inducţia magnetică în jug este maximă în planele situate la distanţe de $\frac{3\tau}{2}$, $\frac{7\tau}{2}$ şi minimă la $\frac{5\tau}{2}$, $\frac{9\tau}{2}$ de capătul inductorului.

S-au stabilit relaţii preliminare de calcul pentru toţi parametrii schemei echivalente în serie, avînd în vedere dependenţa lor de alunecare şi de fenomenele de capăt specifice motoarelor liniare.

Metodica de calcul

Determinarea dimensiunilor geometrice principale presupune şi impunerea unor condiţii suplimentare faţă de cele electromagnetice.

Se dau în continuare cîteva indicaţii de construcţie.

a) Pentru gama de viteze studiată $d = (1{,}5 \div 4)$mm, $\delta = (3 \div 8)$mm, iar inducţia magnetică optimă în intrefier este cuprinsă între $(0{,}3 \div 0{,}5)$ Ts.

b) Raportul între lăţimea părţilor indusului din afara intrefierului şi pasul polar este în intervalul :

$$\frac{l_{Al} - l_{Fe}}{2\tau} \approx (0 \div 1), \text{ iar } \frac{l_{Fe}}{\tau} \approx (1 \div 4).$$

c) Alunecarea nominală se alege în intervalul (8—16 %) pentru indus din aluminiu şi (6—13) % pentru indus din cupru. Viteza sincronă este :

$$V_1 = \frac{V}{1-s_n}. \tag{49}$$

Stabilirea parametrilor geometrici principali ai circuitului electric şi magnetic

În intervalele precizate se aleg valorile lui d şi δ, $2p+1, s_n$ iar $\frac{l_{Al} - l_{Fe}}{\tau}$, $\frac{l_{Fe}}{\tau}$, $[B_r]_{s=0}$ vor fi considerate variabile.

Alegînd numărul de crestături pe pol şi fază q, deschiderea istmului crestăturii şi factorul de saturaţie, se poate determina intrefierul echivalent δ'', cu relaţia cunoscută :

$$\delta'' = K_{\delta}\cdot K_S\cdot\delta. \tag{50}$$

Prima condiţie de optim fiind maximul raportului între forţa de tracţiune şi pierderile în inductor se studiază în continuare această funcţie y :

$$y = \frac{F_n}{m_1 R_1 I_1^2}. \tag{51}$$

Dacă se notează lungimea unui capăt de bobină cu l_{cb} şi densitatea de curent admisă în inductor j_{Cu}, atunci relaţia (51) devine :

$$y = \frac{F_n}{2m_1(l_{cb} + l_{Fe})\rho j_{Cu}\cdot NI_1}. \tag{52}$$

Din (21) şi (23) rezultă :

$$NI_1 = \sqrt{\frac{F_n\cdot s_n\cdot V_1}{m_1 K_{AL}}}. \tag{53}$$

În final y obţine expresia :

$$y(l_{Fe}, K_2) = \frac{1}{2(l_{cb}+l_{Fe})\rho j_{Cu}}\sqrt{\frac{2F_n\cdot s_n\cdot\rho_{SRe}\cdot m_1 K_B^2 l_{Fe}}{V_1 p\tau\left(s_n^2 + \frac{1}{T^2\omega_1^2}\right)}(1-K_{f1})\cdot} \tag{54}$$

Efectuînd derivatele parţiale în raport cu l_{Fe} şi K_2 (care intervine în ρ_{SRe}) se obţin condiţiile de extrem necesare :

$$l_{Fe} = l_{cb} = c\tau \tag{55}$$

$$K_{2m} = T\omega_1 s_n. \tag{56}$$

La gama de motoare studiate, în general, cînd $s<0{,}15$, K_{2m} rezultă mai mic decît 1, fapt imposibil practic şi aceeastă condiţie trebuie abandonată.

Dacă însă motorul e nevoit să lucreze la alunecări mari K_{2m} poate fi luat în considerare.

A doua condiţie exprimă minimul preţului materialelor active. Funcţia simplificată a costului acestora, se poate exprima prin relaţia :

$$P_{cost} = 2 l_{Fe} h_j \left[1 + \frac{q_c}{b_c h_j} \left(1 - \frac{b_c m_1 q}{\tau} \right) \right] (2p + 1) \tau \rho_{Fe} p_{Fe} + 2 m_1 (l_{Fe} + c\tau) \frac{N I_1}{j_{Cu}} \rho_{Cu} p_{Cu} + l_{Al} dL \rho_{Al} \cdot p_{Al} \quad (57)$$

În această expresie q_c este secţiunea utilă a crestăturii :

$$q_c = \frac{2 N m_1 I_1}{(Z - 2 q m_1) j_{Cu} \cdot K_u}, \quad (58)$$

iar b_c, lăţimea crestăturii :

$$b_c = \frac{\tau}{m_1 q} \left(1 - \frac{[B_r]_{s=0}}{B_j} \right). \quad (59)$$

Pentru că în acest moment al algoritmului, inducţia magnetică la mers în gol nu e cunoscută se va lua valoarea maximă a intervalului prevăzut mai sus şi rezultatul e acoperitor (erorile nefiind însemnate). Utilizînd (5), (21), (53) condiţia de minim a preţului de cost este :

$$A \left(1 - \frac{K_{2m}^2}{K_2^2} \right) (K_2 - 1)^2 = 2 B \sqrt{K_2 + \frac{K_{2m}^2}{K_2}} \quad (60)$$

cu :

$$A = \left[\frac{4 m_1 \left(1 - \frac{b_c m_1 q}{\tau} \right)}{b_c (Z - 2 q m_1) j_{Cu} K_u} \cdot (2p+1) \tau \rho_{Fe} p_{Fe} l_{Fe} + \frac{2 m_1 (l_{Fe} + c\tau)}{j_{Cu}} \rho_{Cu} \cdot p_{Cu} \right] \times \sqrt{\frac{F_n \cdot V_1 \cdot s_n \cdot p \tau}{2 K_{2m}^2 \cdot m_1 \rho_{SR} \cdot l_{Fe} (1 - K_{f1})}} \quad (61)$$

şi

$$B = \frac{4 dL \rho_{Al} \cdot p_{Al} \cdot \tau^2}{\pi^2 l_{Fe}}. \quad (62)$$

Rezolvînd grafic sau prin iteraţie ecuaţia (60) se obţine K_2 şi apoi din relaţia (5) se găseşte lăţimea benzii-indus din aluminiu. Lăţimea motorului şi a indusului (optime) depind esenţial de lungimea căii de rulare şi numărul de poli ai motorului.

Se reface algoritmul propus pentru $(2p+1) = 5,7,9,11$ care corespund gamei de motoare studiate, iar apoi se alege soluţia optimă. În anexa 2 se dă un exemplu de calcul. În final se calculează numărul de spire al înfăşurării la alimentare cu tensiune constantă.

Din schema echivalentă, cu relaţiile stabilite, rezultă :

$$N = \frac{U_{1f}}{C \sqrt{\left(K_r + \frac{K_{Al}}{S_n} \right)^2 + (K_{1\sigma} + K_\mu)^2}} \quad (63)$$

cu :

$$C = \sqrt{\frac{F_n V_1 \cdot s_n \cdot p \tau}{2 m_1 K_{2m}^2 \rho_{SR} K_B^2 (1 - K_{f1})} \left(\frac{K_{2m}^2}{K_2} + K_2 \right)}. \quad (64)$$

Cunoscînd numărul de spire se pot calcula toţi parametrii motorului. Relaţiile de calcul prezentate permit, de asemenea, studiul caracteristicilor motorului luînd în considerare efectele specifice de capăt.

Concluzii

În lucrare se stabilesc relaţiile preliminare de calcul pentru parametrii motorului liniar cu inductor dublu prevăzut cu înfăşurări în două straturi cu crestăturile marginale semibobinate. Se iau în considerare efectul longitudinal şi transversal de capăt. Se stabileşte apoi o metodică de calcul a principalelor dimensiuni geometrice, utilizînd criterii economice.

Expresiile parametrilor electrici, evidenţiate, se pot utiliza direct şi la studiul caracteristicilor motoarelor liniare, ţinîndu-se cont de efectele longitudinale şi transversale de capăt, cu erori admisibile în proiectare şi cu un volum relativ redus de calcul.

ANEXA 1.

Influenţa efectului longitudinal de capăt

Exemplul de calcul are la bază următoarele date iniţiale : $\tau = 7{,}5 \cdot 10^{-2}$ m, $f_1 = 50$ Hz, $\rho_{SR} = 10^{-5}\ \Omega$, $\delta'' = 5{,}1 \cdot 10^{-3}$m, $K_s = K_2 = 1$, $2p+1 = 5,7,9,11$ iar $s_1 = 0{,}1$ şi $s_2 = 0{,}0$.

Pentru a dobîndi semnificaţie fizică concretă se reprezintă grafic $(1 - K_{f1}) = \frac{F(2p+1)}{F(2p)}$. $F(2p+1)$ este forţa de

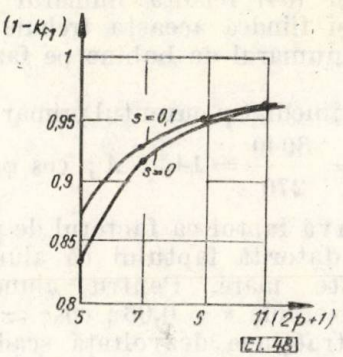


Fig. 5. Influenţa efectului longitudinal de capăt.

tracţiune corespunzătoare motorului liniar cu înfăşurări inductoare prevăzute cu crestături marginale semibobinate, iar $F(2p)$ corespunde unui inductor cu număr par de poli $2p$ şi care prin bobine speciale de compensaţie realizează o re-

Tabela 1

s	0,1				0,0			
$(2p+1)$	5	7	9	11	5	7	9	11
$(1-K_{f1})$	0,8725	0,9313	0,9522	0,9622	0,8355	0,9192	0,9484	0,9613

partiție sinusoidală a cîmpului, în întrefier în absența indusului, pe întreaga lungime $2p\tau$.

În figura 5 se prezintă, variația lui $(1-k_{f1})$ în funcție de numărul de poli la două alunecări. Se observă clar faptul că la s = 0 efectul longitudinal e mai puternic și că acesta scade esențial o dată cu mărirea numărului de poli pe inductor.

ANEXA 2

Exemplu numeric pentru metodica de calcul

Date inițiale : cele din anexa 1 și următoarele :

$l_{cb} = c\tau = 1{,}5\tau = 0{,}1125$m, $s_n = 0{,}1$, $L = 5$m, $d = 3.10^{-3}$m, $\rho_{Al} = 2500\ \frac{kg}{m^3}$, $\rho_{Fe} = 7900\ \frac{kg}{m^3}$, $\rho_{Cu} = 8900\ \frac{kg}{m^3}$, $p_{Al} = 24$ lei/kg, $p_{Fe} = 10\ \frac{lei}{kg}$, $p_{Cu} = 50$ lei/kg, $j_{Cu} = 3.10^6$ A/m², $K_u = 0{,}55$, $q = 1$; $2p+1 = 7$, $F_n = 80$N, $T = 1{,}403.10^{-2}$ s.

Pe baza relațiilor (55) și (56), (59) rezultă :

$$l_{Fe} = c\tau = 0{,}1125 \text{ m}; \quad K_{2m} = T\omega_1 s_n = 0{,}441$$

$$b_c = 1{,}66.10^{-2} m.$$

Apoi din relațiile (61) și (62) se obține :

$$A = 713 \text{ lei}; \quad B = \underline{18{,}25} \text{ lei}.$$

Rezolvînd ecuația (60) rezultă $\underline{K_2 = 1{,}26}$, apoi din (5) : $l_{Al} = 0{,}1906$ m.

În continuare se calculează produsul NI_1 din relațiile (23) și (53) :

$$NI_1 = 3940 \cdot A.$$

Se determină apoi coeficienții K_{Al}, $K_{1\sigma}$ K_μ, K_r în expresiile parametrilor. În final se obține :

$K_{Al} = 5{,}76.10^{-6}\ \Omega$, $K_\mu = 1{,}302.10^{-4}\Omega$,

$K_{1\sigma} = 4{,}05.10^{-5}\ \Omega$, $K_r = 7{,}3.10^{-6}\Omega$.

Considerînd tensiunea de fază $U_{1f} = 220$V, din (63) și (64) rezultă numărul de spire : $N = 269$ și fiindcă aceasta trebuie să fie divizibil cu numărul de bobine pe fază se alege $N = 276$

Rezultă imediat și curentul primar

$$I_1 = \frac{NI_1}{N} = \frac{3940}{276} = 14{,}26\ A; \quad \cos\varphi_n = 0{,}268.$$

Se observă faptul că factorul de putere este scăzut și datorită faptului că alunecarea nominală este mare. Pentru alunecări mai mici, de exemplu $s = 0{,}03$; $\cos\varphi \approx 0{,}71$, dar forța de tracțiune dezvoltată scade sensibil.

În general alunecarea nominală la motoarele liniare de viteză mică se alege mai mare pentru a obține forța de tracțiune suficientă, iar factorul de putere la instalațiile mai mari (ca cea din exemplu) se compensează prin condensatoare.

Notații utilizate

B_j — inducția în jugul inductorului
B_d — inducția în dinți
d — grosimea plăcii-indus
F_n — forța de tracțiune nominală
h_c — înălțimea activă a crestăturii
h_j — înălțimea jugului inductiv
I_1 — curentul inductorului
j_{Cu} — densitatea de curent în inductor
K_2 — factor de corecție
K_B — factorul de bobinaj
K_s — factorul de saturație
K_δ — factorul lui Carter
L — lungimea indusului
l_{Al} — lățimea plăcii-indus
l_{Fe} — lățimea inductorului
l_{cb} — lungimea unui capăt de bobină
N — numărul de spire pe fază pe ambele inductoare
$2p+1$ — numărul de poli ai unui inductor
q — numărul de crestături pe pol și fază
ρ — rezistivitatea cuprului
$\rho_{Cu}, \rho_{Al}, \rho_{Fe}$ — densitățile cuprului, aluminiului, respectiv fierului
ρ_{sR} — rezistivitatea superficială a indusului
$\lambda_{cc}, \lambda_{cm}, \lambda_f, \lambda_\delta$ — permeanțele specifice de crestături, a capetelor de bobină respectiv a întrefierului.
p_{Al}, p_{Cu}, p_{Fe} — prețurile unitare ale Aluminiului, Cuprului și tolelor silicioase
$X_{1\sigma}$ — reactanța de dispersie totală a inductorului
τ — pasul polar
U_{1f} — tensiunea nominală de fază
Z — numărul de crestături total al ambelor inductoare

Unitățile de măsură sînt cele din Sistemul Internațional.

Bibliografie

[1] *Laithwaite, E.R.* Induction machines for special purposes. (George Newnes, 1966).

[2] *Laithawaite, E.R.* și *Barwell, F.T.* Application of linear induction motors to high speed transport systems. În : Proc. IEE, vol **116**, nr. 5, mai 1967, p. 713—724.

[3] *Poloujadoff, M.* și *Reyx Philippe* Etude théorique et expérimentale de l'influence des sections de retour sur le functionement de moteurs d'induction linéaires à inducteur court. C.R.Acad., Sc. Paris t. **263**, p. 799—802.

[4] *Poloujadoff, M.* Perfectionnement à la théorie des moteurs d'induction linéaires destinés à la traction. C.R.Acad. Sc. Paris, t. **263**, p. 601—607.

[5] *Poloujadoff, M.* și *Sabonnadiere, I.Cl.* Etude des courant induits dans la secondaire d'un moteur linéaire à inducteur court alimenté C.R. Acad. Sc. Paris, t. **266**, p. 272—275.

[6] *Nasar, S.A.* Electromagnetic fields and forces in a linear induction motors taking into account edge effect, În : Proc. IEE, vol. **116**, nr. 4, aprilie, 1969, p. 605—609.

[7] *Bolton, H.* Transverse edge effect in sheet-rotor induction motor. În : Proc. IEE, vol **116**, nr. 5, mai 1969, p. 728—731.

[8] *Preston, T.W.* și *Reece, A.B.* Transverse edge effect in linear induction motors. În : Proc, IEE, vol *116*, nr. 6, iunie 1969, p. 973—979.

[9] *Voldek, A.I.* Iscajenie simetrii napriajenii i tokov v induţionîh maşinah i nasosah s razomknutîm magnitoprovodom. În : Electromehanica, nr. 5, 1960, p. 3—9.
[10] *Voldek, A.I.* Magnitnîie pole induktorov lineinîh elektromagnitnîh nasosov. În : Electromehanica, nr. 12, 1958, p. 14—20.
[11] *Laithwaite, E.R.* The goodness of a machine În : Proc. IEE, vol. **122**, nr. 3, 1965, p. 538—541.
[12] *Dîmboiu, E.* Contribuţii la studiul motorului liniar cu cîmp mobil. Teză de doctorat I.P. Braşov 1970.
[13] *Russel, R.L.* şi *Northworthy, K.N.* Eddy currents and wall losses in screend-rotor induction motors. În : Proc. IEE, vol. **105** *A*, 1958, p. 163—175.
[14] *Budig, Timmel* şi *Dittrich* Auslegung von Linearmotoren als Antriebsorgane für Fahrzeuge. Wiss. Z.d. Tech. Hochsch. Karl-Marx-Stadt, **10** (1968) H. 3. S. 321—334.
[15] *M.M. Yoshio Usami*; *M. Tshihara* ş.a. Application du moteur linéaire comme engine de freinage et d'acceleration dans la faisceaux de triage. Quartely Report of the Railway Technical Research institute, Japonese National Raylways, vol. **9** nr. 2,1968, p. 316—326.
[16] *Postnikov, I.* Proiectarea maşinilor electrice. Bucureşti, Ed. Tehnică, 1958.
[17] *Andrei Radu* Determinarea repartiţiei cîmpului magnetic în întrefierul motorului liniar cu inductorul scurt şi conexiunea serie a bobinajului. În : Electrotehnica, nr. 11, 1970, p. 417—425.
[18] *Boldea, I.* Studiul cîmpului magnetic şi al forţelor dezvoltate la motoarele liniare cu indus lateral-asimetric. Sesiunea anuală de comunicări ştiinţifice a I.C.P.E.T., 6—8 mai 1971, Bucureşti.

Intrat în redacţie la 4. I. 1971

Studiul morfologic şi magnetic al unor magneţi permanenţi ceramici din ferită de bariu şi stronţiu-bariu

CONSTANTIN TĂNĂSOIU şi VIOREL FLORESCU* — Bucureşti

CZ 621.318.22

Aria tot mai largă de folosire a magneţilor permanenţi în numeroase ramuri ale industriei a dus la dezvoltarea impetuoasă, pe plan internaţional, a producţiei de magneţi permanenţi de toate tipurile. În prezent ei sînt de neînlocuit în industria electrotehnică ca elemente constituente pentru difuzoare, televizoare, magnetofoane, microfoane, motoare electrice, ustensile pentru uz casnic, ceasuri electrice şi electronice, lentile magnetice, magnetroane, spectrografe de masă, în medicină, în cercetarea ştiinţifică şi multe altele.

Producţia mondială de magneţi permanenţi înregistrează creşteri anuale substanţiale. De exemplu numai în 1969 producţia lunară de magneţi permanenţi în principalele ţări producătoare a fost de peste 2000 tone din care aproape 40 % reprezintă producţie de magneţi permanenţi din ferite. Paralel cu creşterea producţiei au crescut şi preocupările cercetătorilor atît pentru adîncirea cunoştinţelor teoretice şi îmbunătăţirea calităţii magneţilor permanenţi, cît şi pentru îmbunătăţirea şi dezvoltarea unor tehnologii capabile să dea magneţi cu performanţe ridicate şi la un preţ de cost scăzut. Cu toate că în prezent o nouă clasă de magneţi permanenţi cu performanţe mai bune pe bază de pămînturi rare de tipul RCo_5, unde R reprezintă un element de pămînturi rare, vor avea probabil o largă dezvoltare, preţul lor de cost se menţine încă foarte ridicat. Aşa de exemplu costul unui kilogram de magnet permanent de $SmCo_5$ se ridică astăzi la 100 dolari, iar cele mai optimiste aprecieri arată că acesta ar putea scădea în viitor la aproximativ 22 dolari [1]. Din această cauză magneţii comerciali uzuali sînt daţi în prezent din două grupe principale de materiale : Alnico şi ferite dure. Aceştia acoperă aproximativ 90 % din necesităţile mondiale de magneţi permanenţi. Preţul lor de cost este relativ scăzut, iar performanţele sînt suficient de bune.

Dintre feritele dure o largă dezvoltare în producţia de magneţi permanenţi au căpătat cele de stronţiu şi stronţiu-bariu pentru care cîmpul coercitiv şi produsul $(BH)_{max}$ se menţin la valori ridicate. Tehnologia preparării magneţilor permanenţi ceramici din ferite dure este încă susceptibilă de îmbunătăţiri. De aceea studiul principalilor factori de care depind calitatea şi performanţele magneţilor permanenţi prezintă nu numai un interes pur ştiinţific ci şi un interes practic.

Scopul lucrării de faţă îl constituie investigarea caracteristicilor morfologice şi magnetice, şi în special a structurii de domenii, pe o serie de magneţi permanenţi ceramici anizotropi de bariu şi stronţiu-bariu preparaţi la Institutul de Electronică şi Tehnică de Calcul (IETC) în diverse condiţii tehnologice şi conţinînd diverşi mineralizatori. În lucrare sînt prezentate rezultatele obţinute pe un număr de 9 probe a căror denumire, compoziţie şi constante magnetice sînt prezentate în tabela 1.

Prepararea probelor

Probele au fost preparate din amestecuri de oxizi prin tehnologia ceramică obişnuită. Presinterizarea s-a făcut la 1150°C după care produsul a fost supus la două măcinări succesive : prima într-o moară cu bile timp de 48 ore, iar a doua în vibromoară timp de 24 ore. Această pulbere a fost apoi presată în cîmp magnetic (H = 8000 Oe) după care probele au fost sinterizate la 1280°C cu un palier de 20 minute.

Dr. fiz. *C. Tănăsoiu* şi cercetător *V. Florescu* lucrează la Institutul de fizică—Bucureşti.

Tabela 1

Compoziţia chimică şi constantele magnetostructurale pentru magneţii permanenţi de bariu şi stronţiu-bariu studiaţi

Proba	Compoziţie	H_c (Oe)	B_r Gs	σ_s $\frac{Gs \cdot cm^3}{g}$	$(BH)_{max}$ MGs. Oe
75	Ferită de BaSr + CaO + $SrSO_4$ + Al_2O_3	1260 (1008 A/cm)	2600 (0,26 T)	60,4	1,1 (8,8 mWs/cm³)
77	Ferită de Ba + $SrSO_4$ + Al_2O_3	1050 (840 A/cm)	2420 (0,242 T)	56,3	1,1. (8,8 mWs/cm³)
131	Ferită de Ba + $SrSO_4$ + Al_2O_3	1540 (1230 A/cm)	1850 (0,185 T)	43,1	0,7. (5,6 mWs/cm³)
58	Ferită de Ba + $SrSO_4$ + Al_2O_3	1640 (1310 A/cm)	2240 (0,224 T)	47,4	1,1. (8,8 mWs/cm³)
105	Ferită de Ba + Bi_2O_3 + $SrSO_4$ + Al_2O_3	2200 (1760 A/cm)	2540 (0,254 T)	59,2	1,8. (14,4 mWs/cm³)
179	Ferită de BaSr + CaO + $SrSO_4$ + Al_2O_3	2300 (1840 A/cm)	3300 (0,33 T)	60,7	2,2. (17,6 mWs/cm³)
186	Ferită de BaSr + CaO + $SrSO_4$ + Al_2O_3	2760 (2210 A/cm)	3350 (0,335 T)	53,4	2,5. (20 mWs/cm³)
160	Ferită de Ba + Bi_2O_3	2900 (2320 A/cm)	3300 (0,33 T)	51,0	2,9. (23,2 mWs/cm³)
181	Ferită de Ba + Bi_2O_3	3050 (2440 A/cm)	3100 (0,31 T)	62,0	2,3. (18,4 mWs/cm³)

Tehnica de lucru

1. *Prepararea probelor de lucru*

Din fiecare magnet au fost secţionate, cu ajutorul unei maşini de tăiat, cîte două plăcuţe de aproximativ 2 mm grosime a căror suprafaţă era paralelă cu planul bazal şi respectiv cu planul lateral al cristalelor orientate anizotrop. Probele au fost polizate cu pulberi abrazive de granulaţie fină cu ajutorul unei maşini de şlefuit cu disc de alamă. Şlefuirea metalografică finală a fost făcută cu soluţie de alumină de tipul CWD numerele 1, 2 şi 3 (granulaţie descrescîndă), pe un disc acoperit cu fetru. Probele astfel şlefuite capătă un luciu metalic mai mult sau mai puţin intens în funcţie de gradul de compactizare al materialului. În această stare cristalitele nu pot fi distinse. Pentru punerea lor în evidenţă a fost necesară atacarea probelor cu acid ortofosforic la temperatura de 150°C timp de 2—20 secunde în funcţie de compoziţie. La acest timp de atac graniţele dintre cristalite, care reprezintă regiuni puternic tensionate, sînt clar conturate în timp ce cristalitele nu sînt afectate.

2. *Observarea domeniilor*

Observarea domeniilor s-a făcut prin tehnica Bitter, puţin modificată. Modificarea constă în faptul că nu s-a folosit tehnica „umedă" obişnuită ci o tehnică „uscată" care constă în „îngheţarea" configuraţiei de domenii pe probă prin aplicarea, peste soluţia coloidală de magnetită, a unei soluţii de eter şi colodiu (40 % eter şi 60 % colodiu). Avantajele folosirii acestei tehnici faţă de cea obişnuită sînt ilustrate de cele două imagini din figura 1 unde sînt prezentate structuri de domenii observate prin cele două procedee. Pe de altă parte la tehnica uscată observaţiile se pot face cu obiective de mărire mare, cu imersie (60 × şi 90 ×) lucru care nu se poate realiza prin procedeul umed.

Observaţiile s-au făcut cu ajutorul unui microscop metalografic de tip Zeiss Neophot la care s-a adaptat un aparat fotografic pentru înregistrarea imaginilor.

3. *Soluţia coloidală*

Soluţia coloidală de magnetită a fost preparată după următoarea reţetă [2], [3] : 2g de clorură feroasă se dizolvă în 150 cm³ de apă distilată încălzită la 60—70°C ; 5,4 g de clorură ferică se dizolvă de asemenea în 150 cm³ de apă distilată la aceeaşi temperatură. După dizolvarea completă cele două soluţii se filtrează pentru îndepărtarea impurităţilor şi apoi se amestecă. Din acest amestec se precipită magnetita prin adăugarea lentă a unei soluţii de hidroxid de sodiu (5g de NaOH dizolvat în 50 cm³ de apă distilată). Precipitatul se spală

cu apă distilată şi se decantează de cîteva ori după care se adaugă HCl pentru neutralizarea urmelor de NaOH pînă se ajunge la un pH=7. Acest precipitat se filtrează. Separat se pre-

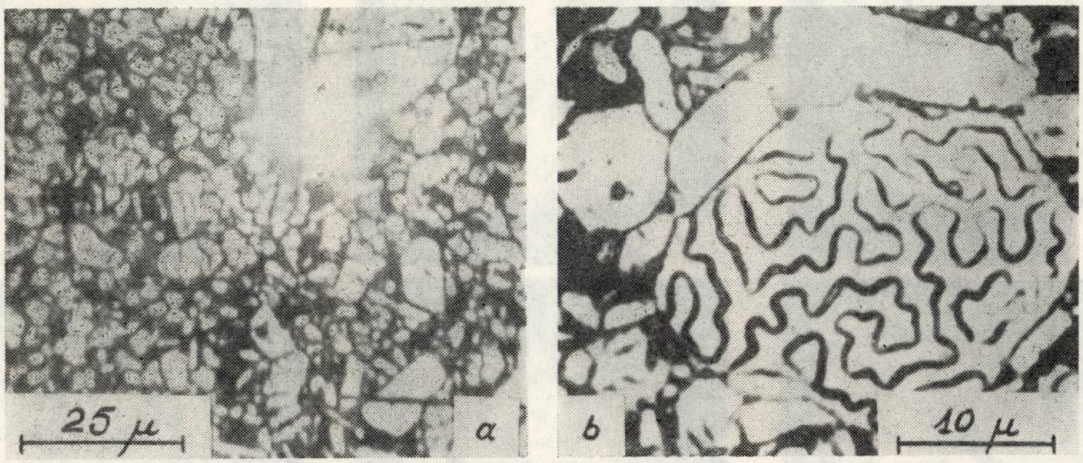


Fig. 1. Figuri de domenii magnetice observate prin procedeul „umed" (*a*) şi „uscat" (*b*).

pară o soluţie de săpun medicinal 0,5 % în apă distilată. Precipitatul de magnetită se amestecă cu soluţia de săpun şi se agită bine cu ajutorul unui agitator mecanic. Produsul obţinut se fierbe 15—20 minute. Un înalt grad de dispersare a particulelor de magnetită în soluţie se obţine prin agitare ultrasonică timp de 30 minute. În felul acesta soluţia capătă o foarte bună stabilitate în timp putînd fi utilizată cu bune rezultate timp de mai mulţi ani.

4. *Modul de lucru*

Proba şlefuită şi bine degresată este aşezată pe o plăcuţă de sticlă curată peste care se toarnă soluţia coloidală. Soluţia pătrunde pe suprafaţa probei într-o peliculă subţire, iar particulele de magnetită se aşază de-a lungul pereţilor Bloch, unde cîmpurile de dispersie au gradientul maxim. În această stare, peste probă se toarnă cîteva picături de soluţie de eter şi colodiu care pătrunde pe suprafaţa probei şi prin uscare „îngheaţă" configuraţia de domenii a probei. După uscare se fac observaţii la microscop.

Rezultate obţinute

1. *Caracteristicile morfologice*

O primă informaţie calitativă asupra constituţiei interne a probelor investigate se poate obţine din seria de imagini din figura 2 unde sînt prezentate suprafeţele şlefuite metalografic la mărire relativ mică. Se observă că probele 77 şi 58 prezintă unele regiuni mai închise la culoare. Acest fapt este dat de orientarea diferită a cristalitelor în material ceea ce duce la un grad de reflectivitate diferit de la o regiune la alta. Celelalte probe sînt mai omogene din acest punct de vedere. Probele 131 şi 105 prezintă goluri de dimensiuni mari cu o densitate destul de ridicată în timp ce probele 160 şi 181 au goluri de dimensiuni mai mici dar cu o densitate mult mai mare. Cele mai compacte sînt probele 75, 179 şi 186. Gradul de porozitate poate fi mai bine observat în imaginile din figura 3 în care pentru exemplificare sînt date numai două probe.

Structura internă, respectiv distribuţia cristalitelor, ca şi mărimea lor, se pune în evidenţă prin atac chimic cu acid ortofosforic. În imaginile din figura 4 este arătată situaţia în planul lateral pe cîteva din probele investigate ; *a* şi *b* reprezintă proba 77. Se observă existenţa a două tipuri de regiuni caracteristice : regiuni cu cristalite ordonate şi regiuni cu cristalite complet dezordonate. În primul caz cristalitele sînt ordonate cu axa *c* de-a lungul axei de anizotropie a magnetului creată prin presare în cîmp magnetic. O situaţie complet analogă se constată şi în cazul probelor 75 şi 58. Cu excepţia probei 131 celelalte probe au cristalitele complet ordonate aşa cum se poate vedea de exemplu în figura 4c şi d, pentru probele 179 şi 160. De remarcat că, cu excepţia probelor 75 şi 160 unde grosimea cristalitelor ajunge pînă la 5 microni, pentru toate celelalte probe aceasta este în general sub un micron ceea ce indică faptul că particulele au dimensiuni apropiate de dimensiunea monodomenică.

O situaţie particulară apare în cazul probelor 77, 131, 58 şi 105 unde prin observaţii metalografice s-a pus în evidenţă existenţa unei faze secundare care se prezintă sub formă de cristalite cu secţiune aproximativ hexagonală şi de

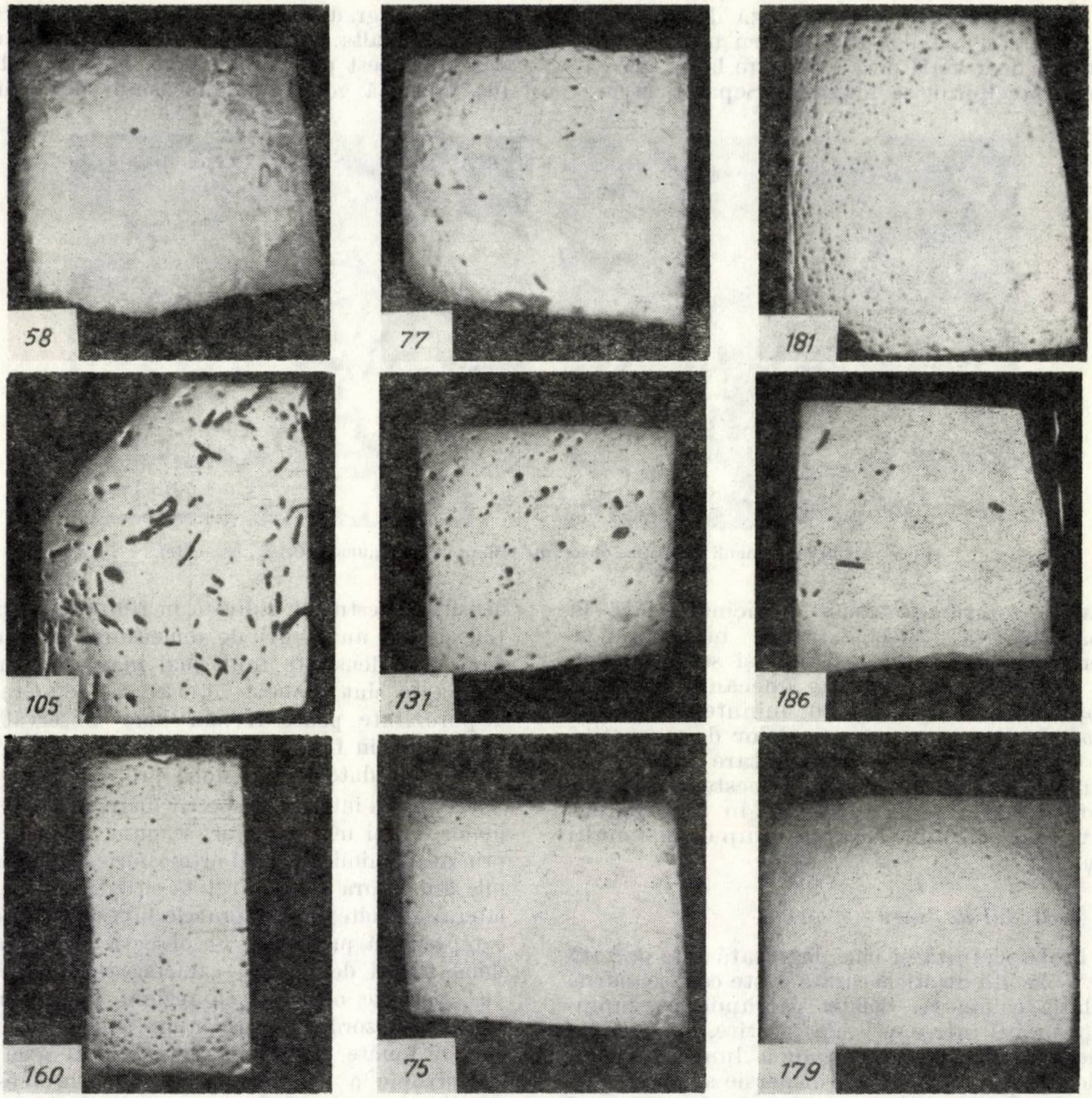


Fig. 2. Suprafeţe şlefuite metalografic pentru o serie de magneţi permanenţi ceramici din bariu şi stronţiu-bariu

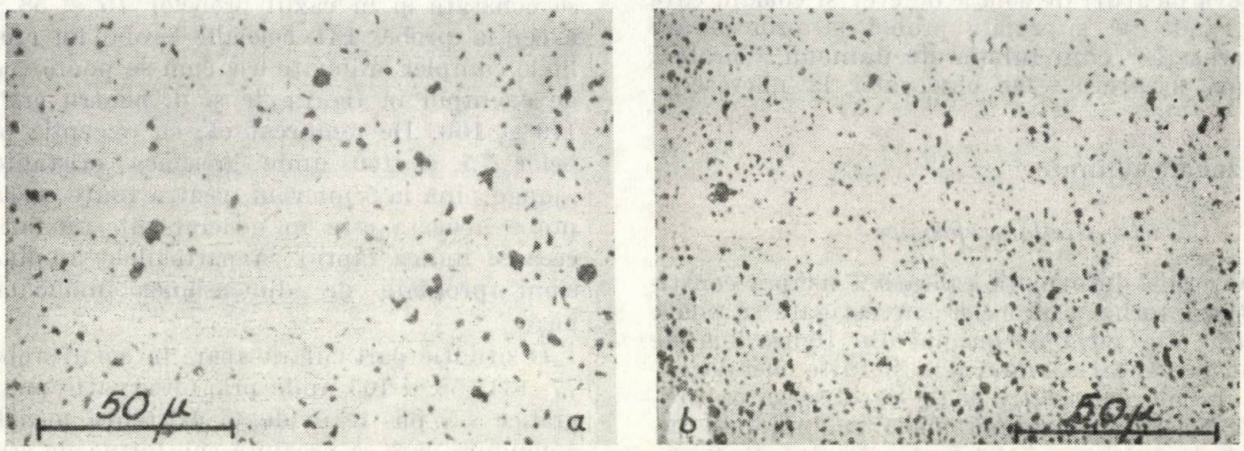


Fig. 3. Aspectul gradului de porozitate, pentru două probe (75 şi 186) de magneţi permanenţi ceramici, observat la microscopul metalografic.

strălucire mult mai puternică decît restul probei. Acest lucru poate fi observat în figura 5. Dimensiunea acestor cristalite este în general mai mică de 5 microni. Această fază ar putea fi Al_2O_3 care intră în compoziţia acestor materiale în proporţie de 3 %.

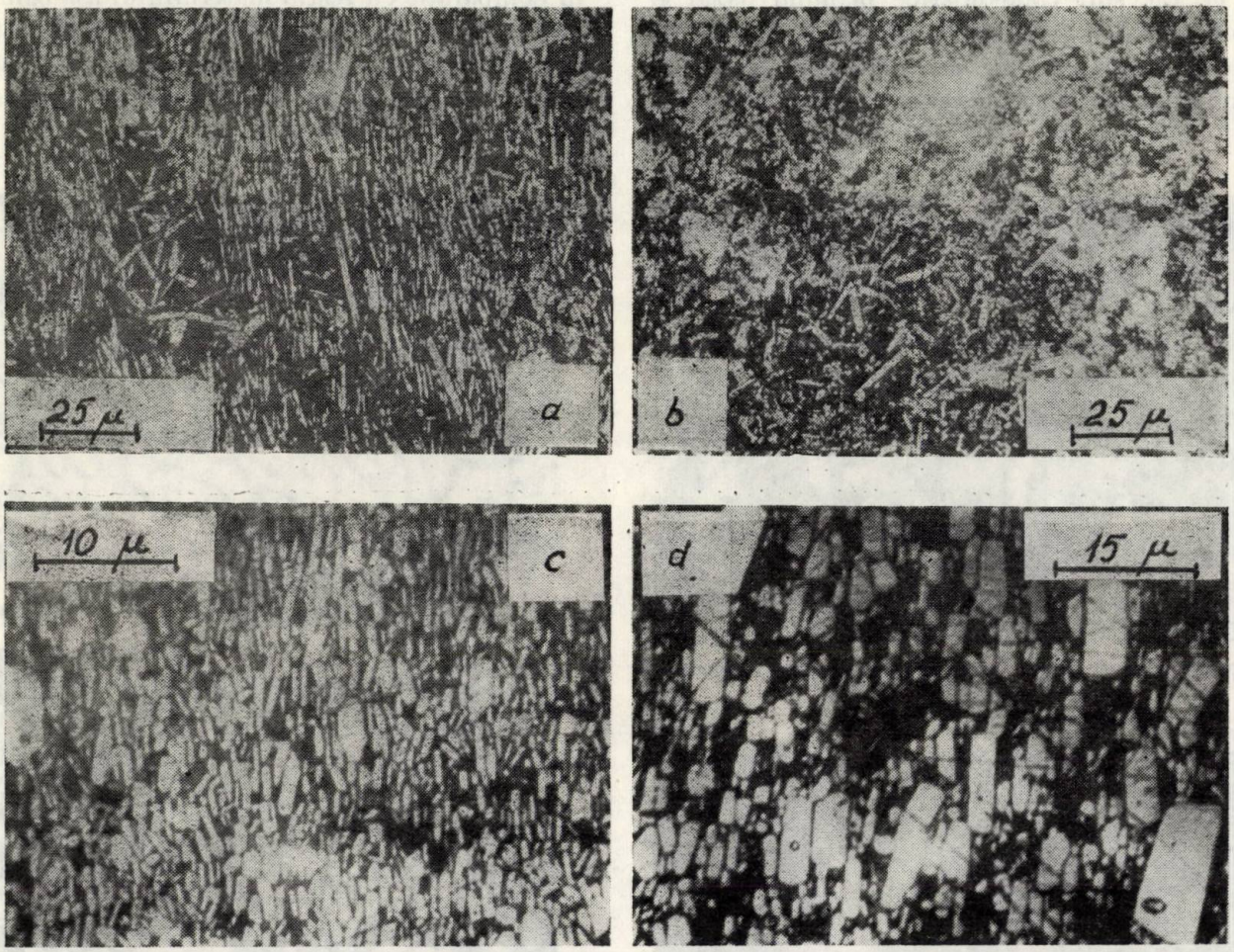


Fig. 4. Ordonarea şi forma cristalitelor în magneţi permanenţi ceramici după atac chimic cu acid orto-fosforic; (*a*) cristalite ordonate, (*b*) cristalite dezordonate pentru proba 77; (*c*) şi (*d*) cristalite ordonate în probele 179 şi 160.

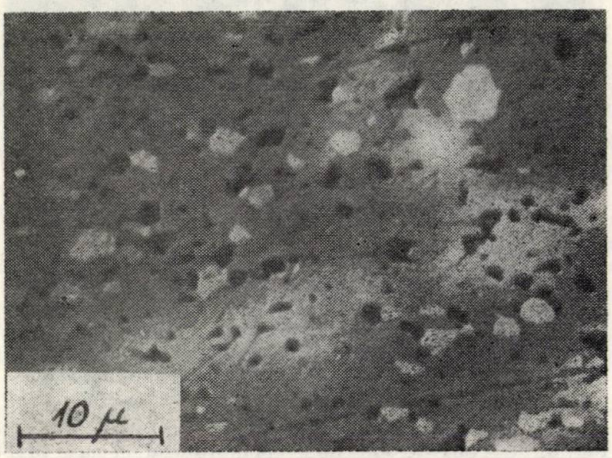


Fig. 5. Faza secundară de oxid de aluminiu observată metalografic.

2. *Structuri de domenii.*

Observaţii în planul lateral. Observarea domeniilor în planul lateral nu a fost posibilă în cazul tuturor probelor. Observaţii bune s-au putut face pe probele la care cristalitele au dimensiuni mai mari. Inexistenţa domeniilor în acest plan, în cazul probelor cu cristalite foarte mici, este explicabilă atît prin tendinţa pereţilor de a evita marginile cristalitelor [4], cît şi prin lipsa efectivă a domeniilor în aceste particule cu dimensiuni apropiate de monodomenicitate.

Pe probele 75 şi 77 s-au putut face observaţii de domenii şi în figurile 6 şi 7 sînt prezentate cîteva imagini. Cum se observă în figura 6, există şi domenii pumnal ceea ce indică o slabă înclinare a planului de observaţie faţă de direcţia de uşoară magnetizare [5], în timp ce în figura 7 domeniile sînt perfect paralele cu axul *c* al cristalitei.

Observații pe planul bazal. În cazul probelor cu cristalite de dimensiuni mai mari, structurile de domenii se disting foarte bine (fig. 8*a*, *b*, *c*). Ele sînt caracteristice planului bazal al monocristalelor de ferită de Ba și Sr. Acest tip de structură este bine cunoscut și a constituit obiectul a numeroase cercetări [6]—[8]. Acestea sînt structuri de tip Kittel, cu

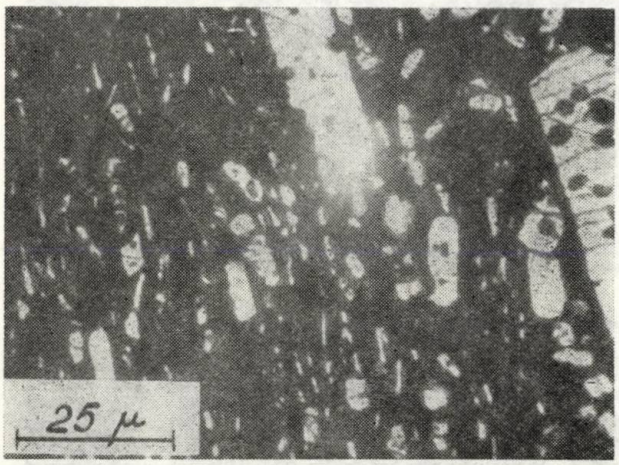


Fig. 6. Figuri de domenii magnetice observate pe planul lateral după atac chimic.

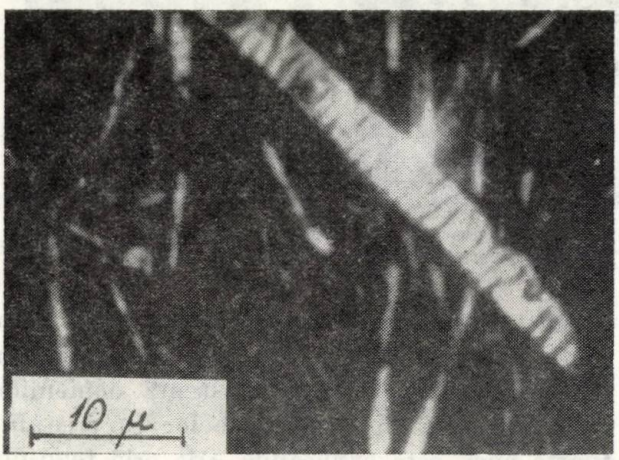


Fig. 7. Figuri de domenii pe planul lateral pe un cristalit de dimensiuni mari.

poli liberi pe suprafața cristalului, caracteristice plăcuțelor cu grosimi pînă la 15—20 microni. O situație puțin obișnuită este prezentată în figura 9 pentru proba 77 în care deși cristalele sînt foarte mici, structura este caracteristică probelor de grosimi mai mari, iar pereții Bloch traversează cristalitele în mod continuu ca și cînd materialul ar avea un grad de compactizare apropiat de monocristal. Pentru celelalte probe ale căror cristalite au în general dimensiuni sub un micron, nu au fost observate structuri de domenii decît cu totul întîmplător pe unele cristalite mult mai mari în comparație cu restul materialului așa cum se poate vedea în figura 10 pentru proba 179. Acest fapt este o indicație că întradevăr cristalitele în aceste probe au dimensiuni apropiate de monodomenicitate.

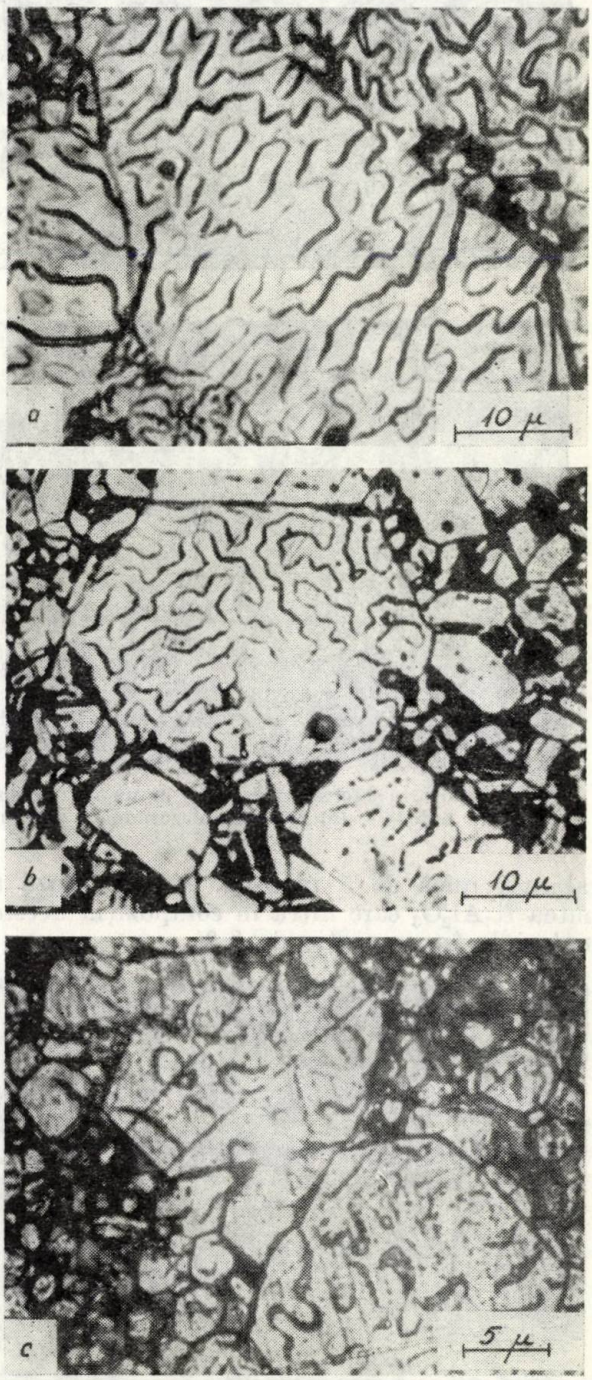


Fig. 8. Structuri de domenii pe planul bazal în cazul probelor cu cristalite mari; (*a*) și (*b*) pentru proba 75 și (*c*) pentru proba 160.

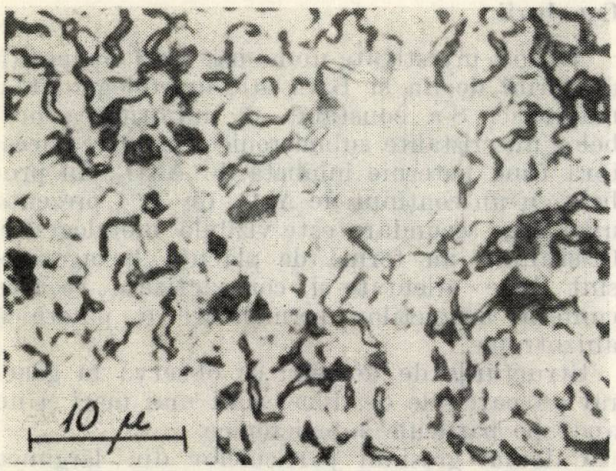


Fig. 9. Structuri de domenii pe planul bazal în cazul probei 77, care prezintă o densitate de împachetare mare.

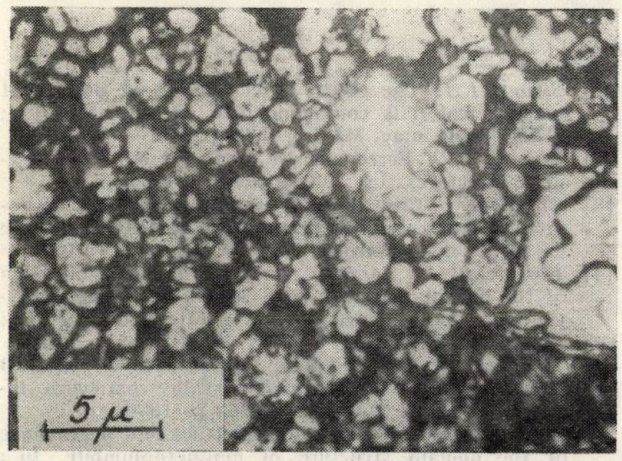


Fig. 10. Domenii magnetice pe planul bazal în cazul probei 179 cu cristalite mici.

Discuţia rezultatelor

După cum rezultă din imaginile prezentate aproape toate probele, cu excepţia probelor 75 şi 160, sînt constituite din cristalite foarte mici. Cele mai bune, din acest punct de vedere, sînt probele 105, 131, 179, 186 şi 181. La aceste probe al căror cîmp coercitiv este destul de ridicat se constată că ordonarea cristalitelor este bună, probele fiind foarte anizotrope. Mai interesant este cazul probei 131 la care deşi cristalitele sînt foarte mari, există în întreaga masă a probei o dezordonare totală a acestora. Privit sub acest aspect magnetul pare mai degrabă izotrop. Acest fapt este evidenţiat şi de valoarea mai scăzută a inducţiei remanente (tabela 1), în raport cu celelalte probe la care B_r este mai mare.

Toate probele care conţin Al_2O_3 în proporţie de 3 % prezintă cristalite foarte mici, ceea ce arată rolul inhibitor al oxidului de aluminiu în procesul de creştere al cristalitelor în timpul sinterizării. Este de asemenea posibil ca un mic procentaj de aluminiu să intre efectiv în reţeaua feritei de Ba şi Sr, înlocuind ionii de fier, şi să formeze ferit-aluminaţi. Această presupunere se bazează şi pe faptul că în compoziţiile care conţin oxid de aluminiu în proporţie de numai 1 % nu se observă metalografic existenţa unei faze secundare.

Tabela 2

Valorile experimentale şi teoretice ale lărgimii domeniilor magnetice pe probele de magneţi permanenţi studiate.

Proba	L_{exp} mediu (microni)	D_{exp} mediu (microni)	D_{calc} (microni)	$\Delta D = D_{exp} - D_{calc}$
75	7,60	1,76	1,24	+0,52
77	1,19	0,92	0,49	+0,43
131	0,42	0,81	0,92	−0,11
58	0,88	0,77	0,42	+0,35
105	0,58	—	—	—
179	1,04	0,63	0,53	+0,10
186	1,80	0,52	0,60	−0,08
160	3,50	1,23	0,84	+0,39
181	0,66	1,11	1,15	−0,04

În general forma cristalitelor pe planul bazal, după atacul chimic, este hexagonală. Corelarea acesteia cu observaţiile din planul lateral dă o imagine completă a formei şi dimensiunii cristalitelor. Astfel, într-o proporţie destul de însemnată, în toate probele cercetate, cristalitele se prezintă în formă de plăcuţe de diverse grosimi, cu secţiune hexagonală sau apropiată de aceasta. În fiecare probă există un procentaj însemnat de cristalite a căror secţiune în planul bazal este de ordinul cîtorva microni sau chiar submicronică. Din datele obţinute pe planul lateral rezultă că în fiecare probă o proporţie însemnată de cristalite au dimensiuni submicronice. Este de presupus că aceste particule sînt monodomenice. În acest sens există în literatură [9] indicaţii experimentale că pentru ferita de Ba şi Sr particulele monodomenice au dimensiunea de 0,5 microni. Observaţiile noastre au arătat că pe particule de aceste dimensiuni nu există nici un fel de structură de domenii.

În ce priveşte cristalitele cu secţiuni mai mari şi grosimi de ordinul micronilor sau submicronice, observaţiile experimentale au arătat existenţa unei structuri de domenii caracteristică materialelor uniaxe cu anizotropie puternică. Acest lucru este de aşteptat deoarece se ştie că pentru plăcuţe subţiri a căror secţiune în planul bazal este mult mai mare decît grosimea lor, este posibilă formarea structurilor de domenii, de tip Kittel, la care lărgimea domeniilor D este proporţională cu rădăcina

pătrată a grosimii cristalitelor. Numai în cazul în care secțiunea este comparabilă cu grosimea, și este în general de ordinul unui micron, existența monodomenicității este foarte probabilă. De altfel această chestiune este încă insuficient studiată atît experimental cît și teoretic. Modelele teoretice consideră particule de forme geometrice foarte simple (cub, sferă sau forme aciculare) în timp ce experimental forma particulelor diferă foarte mult de modelele idealizate. Pe de altă parte este posibil ca în cazul ansamblurilor de particule, în care densitatea de împachetare este foarte mare, chiar dacă particulele individuale sînt monodomenice, ansamblul de particule se poate comporta ca un monocristal și pe porțiuni întregi se poate forma o structură de domenii caracteristică materialului monocristalin. Așa cum s-a constatat în cazul probei 77 această structură caracteristică monocristalului există pe porțiuni întregi constituite din particule foarte dens împachetate. Este posibil ca acest fenomen să apară și în cazul celorlalte probe, mai ales acolo unde nu se poate observa o structură de domenii prea clară.

Din tabela 2 rezultă că lărgimea domeniilor calculată din formula lui Kittel folosind grosimea medie a cristalitelor ca parametru cunoscut, coincide foarte bine cu valorile experimentale.

Se constată însă că la majoritatea probelor $D_{exp} > D_{calc}$. Acest fapt se poate explica tot pe baza ipotezei făcută mai sus : datorită gradului de compactizare foarte mare cristalitele au o grosime aparentă mai mare decît grosimea lor reală. De asemenea, trebuie considerată și interacțiunea magnetică dintre cristalite. Unele discrepanțe mai însemnate pot fi explicate și pe baza faptului că în calcul s-a considerat L mediu pe un număr mare de cristalite în timp ce D a fost mediat pe un număr mai mic de cristalite.

Calculele s-au făcut după formula lui Kittel [10].

$$D = (1/M_s)\,(\sigma_w/1{,}7)^{1/2}\,L^{1/2} \qquad (1)$$

de unde

$$L = 4{,}88 \cdot 10^4 \cdot D^2 \qquad (2)$$

unde pentru constantele magnetice s-au considerat valorile : $M_s = 380$ Gs și $\sigma_w = 5$ erg/cm² [3], [11], [12].

Concluzii

Au fost investigate un număr de 9 compoziții de ferită de Ba și BaSr atît morfologic cît și magnetic. S-a constatat că majoritatea probelor au cristalite submicronice, creșterea acestora fiind puternic inhibată de Al_2O_3. În probele cu un conținut de Al_2O_3 de 3 % prezența unei faze secundare este vizibilă metalografic. Cristalitele au formă de plăcuțe hexagonale, sînt bine orientate și compactizate ceea ce conferă magneților permanenți o puternică anizotropie.

Structurile de domenii se observă în general pe particule de dimensiuni mai mari și nu apar pe particule submicronice.

Calculul grosimii particulelor din lărgimea domeniilor măsurată experimental a dus la valori foarte apropiate de cele găsite experimental.

Bibliografie

[1] *Strnat, K.I.* The recent developments of permanent magnet materials containing rare earth metals. În : IEEE Trans, mag, MAG-6, 1970, p. 182

[2] *Elmore, W.C.* Ferromagnetic coloid for studying magnetic structures. În : Phys. Rev. **54**, 1938, p. 309.

[3] *Tănăsoiu, C.* Contribuții la studiul structurilor de domenii și al proceselor de magnetizare în feritele uniaxiale cu anizotropie puternică. Teză de doctorat, 1970.

[4] *Rosenberg, M., Tănăsoiu, C.* și *Rusu, C.* Modification of the domain structure of barium ferrite single crystal under the influence of the magnetic field (I. II). În : Phys. Stat. Sol. **6**, 1964, p. 141, și **10**, 1965, p. 613.

[5] *Rosenberg M.* și *Tănăsoiu, C.* Isledovanie structurî ferromagnitnîh oblastei monocristalov barievogo ferrita. În : Phys. Stat. Sol. **3**, 1963 p. 1970.

[6] *Kaczer, J.* și *Gemperle, R.* The thickness dependence of the domain structure of magnetoplumbite. În : Czech. J. Phys. **B 10** 1960, p. 505.

[7] *Rosenberg, M., Tănăsoiu C.* și *Florescu, V.* Domain structure of hexagonal ferrimagnetic oxides with high anisotropy field. În : J. Appl. Phys. **37**, 1966, p. 3826.

[8] *Rosenberg M.*, și *Tănăsoiu, C.* Structura domenov spontannoi namagnicenosti v monocristallah ferrita baria. În : Rev. Phys. **8**, 1963, p. 383.

[9] *Shirk, B.T.* și *Buessem, W.R.* Dependence of coercive force on the intrinsec and extrinsec material properties of Ba and Sr ferrite. În : J. Am. Ceram. Soc. **53**, 1970, p. 192.

[10] *Kittel, C.* Physical theory of ferromagnetic domains. În : Rev. Mod. Phys. **21**, 1949, p. 541.

[11] *Goto, K.* Thickness dependence of the domain with in thin crystals of Ba and Sr ferrites. În : Japan J. Appl. Phys. **5**, 1966, p. 117.

[12] *Isaac, E.D.* Domain structures on thin sheets of magnetoplumbite. În : Proc. Phys. Soc. **74**, 1959, p.786.

Intrat în redacție la 8. VI. 1971

REALIZARI DIN INDUSTRIE

Lacul electroizolant „Supervoltatex" seria 5281 Ex. folosit pentru impregnarea bobinajelor destinate a lucra în climat tropical

GABRIELA NIŢESCU şi CORNELIU CHIVĂRAN — Bucureşti

CZ 621.315.616.96

Produsul uzinei POLICOLOR, denumit lac SUPERVOLTATEX seria 5281, a fost apreciat prin încercări de laborator, ca un lac de impregnare cu calităţi superioare.

În lucrarea de faţă, sînt prezentate unele încercări, efectuate în scopul folosirii materialelor electroizolante indigene la fabricarea echipamentului electrotehnic destinat a lucra în mediul tropical. În acest sens s-au făcut studii experimentale, în fază de laborator şi semiindustrială, pentru utilizarea lacului electroizolant SUPERVOLTATEX serie 5281 Ex. la impregnarea bobinajelor maşinilor electrice destinate a funcţiona în climat tropical.

Încercările s-au efectuat în mod comparativ cu lacul SIB 199, fabricat de firma elveţiană ISOLA— BREITENBACH, folosit în mod curent la fabricarea produselor cu execuţie tropicală TH şi THA.

1. Alegerea materialelor

Alegerea materialelor şi stabilirea tehnologiei produselor electrotehnice destinate a lucra în climat tropical este deosebit de importantă şi trebuie efectuată cu atenţie. Astfel tratamentele prescrise trebuie respectate iar orice simplificare, reducere a grosimilor prescrise pentru protecţia superficială, scurtarea ciclurilor (de impregnare de exemplu) trebuie cu totul excluse.

Printr-o impregnare judicios aleasă şi îngrijit executată, se pot îmbunătăţi unele proprietăţi ale izolaţiilor, obţinîndu-se o rezistenţă mărită a produselor electrotehnice în condiţiile tropicale.

Pentru aceasta este necesar să se stabilească corect şi să se respecte în fabricaţie procesul tehnologic, să se folosească materiale de calitate şi să se acorde toată atenţia execuţiei în atelier.

În cadrul experimentărilor s-a folosit ca lac de impregnare noul produs al uzinei POLICOLOR, denumit lac electroizolant SUPERVOLTATEX SERIA 5281. Ex. în locul lacului de import SIB 199 fabricat de firma ISOLA-WERKE-BREITENBACH, garantat pentru clasele de izolaţie E şi B.

Lacul de impregnare indigen este recomandat în acelaşi scop, rezistenţa la căldură fiind limitată la clasa de izolaţie B.

* *G. Niţescu* este inginer principal chimist la serviciul Laboratoare din U.M.E.B., iar *C. Chivăran* este inginer principal electrotehnic la acelaşi serviciu.

În tabela 1 se prezintă caracteristicile de bază ale acestor lacuri determinate în laborator şi rezultă că proprietăţile fizice, mecanice, chimice şi electrice ale acestor lacuri de impregnare au valori apropiate.

Întrucît comportarea la temperatură în timp şi încadrarea în clasa de izolaţie termică este proprietatea ce interesează cel mai mult pe proiectanţii şi constructorii de maşini electrice, în cadrul încercărilor termice de lungă durată, lacul indigen a fost supus la aceleaşi solicitări ca lacul de import. Temperatura şi durata încercărilor efectuate, alese din DIN 46456 corespund clasei de izolaţie B.

S-a considerat că cel mai valoros parametru care oferă datele cele mai certe asupra comportării la temperatură (alături de tensiunea de străpungere, rezistivitatea de volum, tangenţa unghiului de pierderi dielectrice, constanta dielectrică, formarea fisurilor) este variaţia masei.

Din diagramă (fig. 1) şi din tabela 2, se observă bine modificarea în timp a materialului expus la temperatură ridicată.

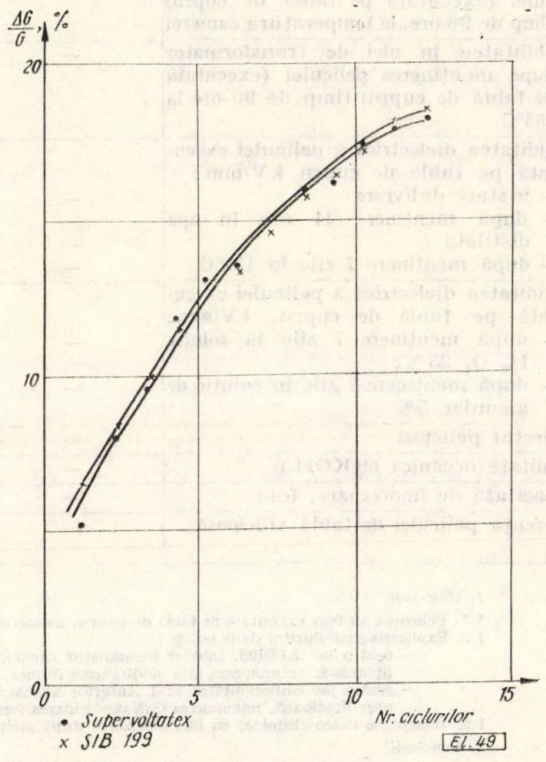


Fig. 1

Tabela 1

Probe comparative ale lacurilor de impregnare SIB 199 şi Supervoltatex 5281

Caracteristici	Valori impuse		Valori determinate		Metodă de analiză
	SIB 199	Supervoltatex 5281	SIB 199	Supervoltatex 5281	
Aspect	—	omogen viscos	omogen transparent	omogen viscos	vizual
Diluabilitatea	amestec 70% whitespirit + 30% toluen	Diluant 505	se diluează	se diluează	STAS 7543/66 pct. 2.1.
Timp de scurgere prin capa Ford Ø 4 mm, s, la 20°C	—	90 ± 20	48	172	STAS 2096/68
Impurităţi mecanice	—	—	urme	urme	vizual
Conţinut în substanţe nevolatile %	—	50±2	46,3	49,7	STAS 7543/66 pct. 6.5
Acţiunea lacului asupra conductorilor de cupru emailaţi cu email tereftalic	—	—	3H	3H	CEI Publ. 251/1 pct. 1.2
Capacitate de cimentare kgf	—	—	23,4	37,1	STAS 7543/66
Uscare în strat subţire, ore	2	4	2	4	DIN 46456/1 pct. 6.7.
Uscare în strat gros					DIN 46456/
— gelifiere la 120°C	—	—	25 min.	15 min.	pct. 6.8.2.
— uscare, 4 h la 120°C	—	—	I42. O1 U2	I42 O1 U2	pct. 6.8.3
— reînmuiere	—	—	W1	W2	pct. 6.8.4
Flexibilitatea peliculei (executată pe tablă de cupru) la 180°C					
— după uscare	—	—	rezistă	rezistă	STAS 7543/66
— după menţinere 24 ore în apă distilată	—	—	rezistă	rezistă	pct. 3.3.
— după menţinere 7 zile la 130°C	—	—	rezistă	rezistă	
Aderenţa peliculei (executată pe tablă de cupru)					STAS 7543/66 pct. 3.4.
— după uscare	—	—	bună	bună	
— după menţinere 24 h în apă distilată	—	—	bună	bună	
— după menţinere 7 zile la 130°C	—	—	bună	bună	
Absorbţie de apă după menţinerea peliculei (executată pe tablă de cupru) timp de 96 ore, la temperatura camerei	—	—	0,64	0,67	—
Stabilitatea în ulei de transformator după menţinerea peliculei (executată pe tablă de cupru) timp de 96 ore la 105°C	—	corespunzător	rezistă la îndoire pe dorn Ø 3 mm	rezistă la îndoire pe dorn Ø 3 mm	STAS 7543/66
Rigiditatea dielectrică a peliculei executată pe tablă de cupru kV/mm :					STAS 7543/66
— în stare de livrare	—	70	89	80	
— după menţinere 24 ore în apă distilată	—	—	85	82	
— după menţinere 7 zile la 130°C	—	—	102	90	
Rigiditatea dielectrică a peliculei executată pe tablă de cupru, kV/mm;					STAS 7543/66 pct. 3.11.
— după menţinere 7 zile în soluţie H_2O_4 25%;	—	—	41	36,5	
— după menţinere 7 zile în soluţie de amoniac 5%	—	—	31	29,3	
Aspectul peliculei	—	—	lucios	lucios	vizual
Aciditate organică mgKOH/g	—	20	9,1	8,6	STAS 5106/55
Capacitate de impregnare, foi :	—	—	14	10	NI 880/960
Aderenţa peliculei de tablă silicioasă	—	—	bună	bună	cu grila 1 mm

1. Observaţii

1.1. Peliculele au fost executate pe tablă de cupru, uscate la 120°C, timp de 6h (SIB 199) şi respectiv 4h (supervoltatex 5281)

1.2. Explicaţia simbolurilor de la pct. 9 :

— pentru lac SIBI99. Interior asemănător cauciucului moale, cu bule puţine, suprafaţa superioară netedă, suprafaţa inferioară uşor lipicioasă, reînmuierea fără modificarea formei ;

— pentru lac Supervoltatex 5281 „Interior asemănător cauciucului moale cu puţine bule, suprafaţa superioară netedă, suprafaţa inferioară uşor lipicioasă, reînmuierea fără modificarea formei.

1.3. Încercările fizico-chimice, au fost efectuate după metodele indicate în STAS 7543/66, DIN 46456, NI. 4429/70, CEI Publ. 251/1.

2. Concluzii

Proprietăţile fizice, mecanice electrice şi chimice corespund în general condiţiilor de admisibilitate impuse pentru lac de impregnare de clasă "B„

Tabela 2

Variația masei în timpul îmbătrînirii la 160°C

Variația masei %	Numărul ciclurilor												
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
SUPERVOLTATEX 5281 Ex.	—	5,1	7,9	9,6	11,8	13,0	13,5	14,9	16,0	16,2	17,4	18,0	18,3
SIB 199	—	6,3	8,2	9,8	11,4	12,5	13,2	14,5	15,7	16,3	17,3	18,2	18,5

Curbele sînt practic suprapuse ceea ce arată că reacțiile care au loc au aceleași constante de descompunere, valabile și la un timp mai îndelungat, și deci că lacurile de impregnare se comportă identic, la solicitări termice de lungă durată.

Trebuie adăugat că lacul electroizolant SUPERVOLTATEX seria 5281 Ex. a fost supus, în laboratoarele Institutului de cercetări și proiectări pentru industria Electrotehnică, încercărilor specifice pentru climat tropical, care au arătat o bună rezistență la acțiunea căldurii umede și o bună comportare la acțiunea microorganismelor.

2. Materialele electroizolante folosite în cadrul experimentărilor

Materialele electroizolante folosite la experimentarea lacului SUPERVOLTATEX seria 5281 Ex. ca lac de impregnare a produselor electrotehnice în execuție TH, au fost următoarele :

— izolație de crestătură — HMH 0,25 mm ;
— izolație între straturi — HMH 0,25 mm ;
— izolație capete bobină — HMH 0,25 mm ;
— penele crestăturilor — sticlotextolit ;
— conductor de bobinaj izolat cu email tereftalic ET ;
— Lacuri de impregnare — lac SUPER— VOLTATEX seria 5281 și lac SIB 199 (pentru -comparare) ;
— lacuri de acoperire — Maggerlack și Schwammlack produse de import ;
— unsoare Li — Ca tip III.

Lacul indigen SUPERVOLTATEX seria 5281. ,Ex., produs al uzinei POLICOLOR, fabricat din rășini fenolice, cu adaos de uleiuri sicative, este recomandat pentru impregnarea bobinajelor mașinilor electrice, protecția materialelor electroizolante împotriva influențelor externe (umezeală, apă sărată, substanțe corosive, este garantat pentru clasa de izolație B. S-a folosit pentru diluare diluantul specific lacului, D 505.

Lacul de import SIB 199, produs al fabricii ISOLA, preparat din rășini fenolice cu adaos de uleiuri sicative se recomandă pentru impregnarea bobinajelor statice, tratarea suprafețelor, protecția materialelor electroizolante împotriva influențelor externe (umezeală, apă sărată, substanțe corosive). Firma producătoare îl garantează pentru clasa termică E și B.

Stabilitatea la umiditate permite să fie întrebuințat în fabricația echipamentului electrotehnic destinat pentru climate tropicale. Diluantul folosit este un amestec de 70 % white-spirit și 30 % benzen.

Meggerlack — produs al firmei Wilkinson Heywood & Clark London are o rezistență bună la curenți de scurgere pe suprafață, la temperatură și ulei, pretîndu-se ca ultim strat (de acoperire-protecție) al bobinajelor mașinilor și aparatelor electrice. Se folosește la protecția aparatelor și motoarelor expuse la umiditate, acizi slabi, frecvente schimbări de temperatură cum este cazul motoarelor de tracțiune, al celor folosite în industria chimică etc.

Pentru diluare s-a folosit un amestec de white-spirit și benzină în proporție de 1 :1.

Schwammlack — este produsul firmei ISOLA. Se folosește ca lac de protecție contra microoganismelor. Are bună rezistență termică.

Unsoarea de litiu-calciu (Li-Ca) tip III, este un produs al Rafinăriei Brașov. Este o unsoare consistentă pe bază de săpunuri mixte de litiu-calciu dispersate în ulei provenit din țiței selecționate și aditivate în difenilamină (ca antioxidant). Este stabilă în contact cu apa și se utilizează la ungerea lagărelor și rulmenților destinați a funcționa în condiții speciale.

Toate materialele folosite în cadrul experimentărilor efectuate au fost încercate conform normelor, standardelor sau prospectelor în vigoare, cu rezultate corespunzătoare.

3. Procesul tehnologic aplicat la impregnarea și acoperirea epruvetelor și motoarelor experimentale

Experimentările s-au efectuat atît pe epruvete (sisteme de impregnare — acoperire aplicate pe tablă de cupru și bobine) cît și pe motoare experimentale.

Confecționarea peliculelor s-a executat după prescripțiile STAS 7543—66 precum și a prescripțiilor și normelor interne ale lacurilor electroizolante utilizate.

S-a mai folosit un număr de 4 motoare asincrone antiexplozive de 2,2 kW, 380 V, 1500

rot/min care au fost protejate pentru climat tropical, în patru variante.

A. Sisteme de impregnare-acoperire

1) Două impregnări cu SUPERVOLTATEX 5281+2 acoperiri cu Meggerlack + o acoperire cu Schwammlack.

2) Trei impregnări cu SUPERVOLTATEX 5281 + 2 acoperiri cu Meggerlack + o acoperire cu Schwammlack.

3) Două impregnări cu SIB 199 + 2 acoperiri cu Meggerlack + o acoperire cu Schwammlack.

4) Trei impregnări cu SIB 199 + 2 acoperiri cu Meggerlack + o acoperire cu Schwammlack.

Peliculele şi bobinele notate cu 1; 2; 3; 4; au fost pregătite cu aceleaşi sisteme de impregnare dar fără acoperire. Impregnarea s-a făcut prin imersie, la vîscozitatea lacului de 38—40 s prin cupa Vz Ø 4 mm la 20°C.

Uscarea s-a condus în trepte, cu ventilarea periodică a cuptorului pentru înlăturarea soolventului. Temperatura de coacere 120—130°C. Procesul de acoperire s-a executat prin pulverizarea lacului la vîscozitatea 23—25 s, prin cupa Vz Ø 4 mm la 20°C, uscarea la temperatura ambiantă.

B. Motoare experimentale

La bobinarea motoarelor s-au folosit materialele electroizolante şi conductoarele de bobinaj specificate în capitolul II.

Motoarele au fost impregnate şi acoperite în următoarele 4 variante :

varianta I, două impregnări cu lac SUPERVOLTATEX 5281 + 2 acoperiri cu Meggerlack + o acoperire cu Schwammlack;

varianta a II-a, trei impregnări cu lac SUPERVOLTATEX 5281+2 acoperiri cu Meggerlack+ + o acoperire cu Schwammlack;

varianta a III-a, două impregnări cu lac SIB 199 + 2 acoperiri cu Meggerlack + o acoperire cu Schwammlack;

varianta a IV-a, trei impregnări cu lac SIB 199 + 2 acoperiri cu Meggerlack + o acoperire cu Schwammlack.

S-a aplicat impregnarea motoarelor tot prin imersie, iar acoperirea prin pulverizare.

Procesul de uscare a motoarelor impregnate s-a condus tot în trepte, iar vîscozitatea lacului a fost aceeaşi ca la pregătirea epruvetelor.

4. Verificări efectuate asupra materialelor folosite şi asupra epruvetelor şi motoarelor experimentate

a) Încercări asupra materialelor

Din rezultatele încercărilor efectuate asupra materialelor folosite în cadrul experimentărilor au fost date în tabelele 1 şi 2 şi diagrama 1, pentru comparaţie, caracteristicile fizico-mecanice chimice şi tehnologice ale lacurilor de impregnare SUPERVOLTATEX 5281 Ex. şi SIB 199.

b) Încercări executate pe epruvete.

O parte din sistemele de impregnare — acoperire executate pe plăcuţe de cupru, şi pe bobine, au fost expuse verificărilor iniţiale şi anume :

— măsurarea rezistenţei de izolaţie a bobinelor între spire şi între straturi;

— determinarea rigidităţii dielectrice a peliculelor de lacuri de impregnare şi a tensiunii de străpungere a sistemelor de impregnare acoperire, pe plăcuţe şi bobine;

— verificarea flexibilităţii şi aderenţei peliculelor şi sistemelor de impregnare-acoperire executate pe tablă de cupru.

Epruvetele destinate încercării climatice au fost depozitate în camera climatică şi supuse încercării la acţiunea căldurii umede; conform STAS 6745/63 pct. 4—2 (încercarea ciclică) cu 21 cicluri corespunzătoare tipului de protecţie TH şi categoriei de exploatare II. După terminarea expunerii în camera climatică, au fost supuse verificărilor de rezistenţă de izolaţie, rigiditate dielectrică, flexibilitate şi aderenţă.

Rezultatele încercărilor efectuate pe epruvete sînt date în tabelele 3,4,5,6.

Tabela 3

Pelicule de lacuri de impregnare pe suport de tablă de cupru

Varianta nr.	Rigiditatea dielectrică kV/mm	
	stare iniţială	după 21 cicluri cald-umed
1	80	78
2	—	69
3	89	60
4	—	75

Tabela 4

Sisteme de impregnare-acoperire pe suport de tablă de cupru

Varianta nr.	Tensiunea de străpungere, kV	
	stare iniţială	după 21 cicluri cald-umed
1	7,6	5,0
2	>8	6,5
3	7,1	4,8
4	7,6	7,0

Toate variantele de sisteme de impregnare-acoperire au avut o comportare bună la verificarea flexibilităţii pe dorn Ø 3 mm şi a aderenţei de 2 mm, atît în stare iniţială, cît şi după 7, 14 şi 21 cicluri de căldură umedă.

Tabela 5

Sisteme de impregnare-acoperire pe bobine

Varianta nr.	Rezistența de izolație M. Ω			
	stare inițială		după 21 cicluri cald-umed	
	între spire	între straturi	între spire	între straturi
1	$2\times1\times10^6$	$>10^7$	$1{,}9\times10^5$	$3{,}6\times10^4$
2	4×10^6	$>10^7$	$4{,}7\times10^5$	$2{,}2\times10^5$
3	4×10^6	$>10^7$	$3{,}1\times10^5$	$3{,}4\times10^5$
4	$2{,}3\times10^6$	$>10^7$	$3{,}3\times10^5$	$0{,}8\times10^5$
5	—	—	4×10^5	3×10^5
2	—	—	7×10^5	4×10^5
3	—	—	7×10^5	$1{,}5\times10^5$
4	—	—	6×10^5	5×10^5

Tabela 6

Varianta nr.	Tensiunea de străpungere, kV			
	stare inițială		după 21 cicluri cald-umed	
	între spire	între straturi	între spire	între straturi
1	4,4	7,2	3,0	5,4
2	4,2	7,8	3,1	6,9
3	4,8	8,7	3,3	6,7
4	5,0	9,8	3,4	7,4
1	—	—	3,5	7,2
2′	—	—	3,5	6,5
3′	—	—	3,5	7,5
4′	—	—	3,3	7,8

c) Încercări pe motoare experimentale

Cele 4 motoare experimentale au fost în prealabil supuse măsurării rezistenței de izolație și verificării rigidității dielectrice cf. STAS 1893/65, după care au fost depozitate în camera climatică și supuse acțiunii căldurii umede conform STAS 6745/63 pct. 4.2.

După terminarea celor 21 cicluri de expuneri s-au efectuat următoarele verificări :

— măsurarea rezistenței de izolație,

— verificarea rezistenței dielectrice a izolației înfășurărilor față de masă ;

— verificarea rigidității dielectrice a izolației între spire ;

— rezultatele verificărilor motoarelor experimentale sînt date în tabela 7.

De remarcat că motoarele reprezentative ale celor 4 variante experimentale au fost supuse încercării la acțiunea căldurii umede cu stataore, pentru a permite accesul liber al umidității.

Tabela 7

Măsurarea rezistenței de izolație a înfășurărilor motoarelor față de masă

Varianta nr.	Rezistența de izolație, M Ω	
	stare inițială	după 21 cicluri cald-umed
1	>50	30
2	>50	45
3	>50	25
4	>50	50

În consecință rezultatele obținute la experimentarea motoarelor experimentale pot fi extinse și asupra motoarelor în execuție protejate.

5. Concluzii

Sistemele de impregnare-acoperire au prezentat bune proprietăți dielectrice atît în stare inițială, cît și pe parcursul condiționării climatice și la sfîrșitul acesteia.

Sistemele de impregnare-acoperire experimentate pe plăcuțe de cupru au prezentat bune proprietăți atît în stare inițială, cît și la sfîrșitul condiționării climatice. Ele nu au prezentat fisuri, umflături sau alte deteriorări ale stratului de acoperire.

Motoarele experimentale impregnate și acoperite în aceleași 4 variante au corespuns probelor electrice de izolație conform STAS 1983/65 și au prezentat la sfîrșitul condiționării climatice, pentru tipul de protecție TH categoria de expolatare II, valori ridicate ale rezistenței de izolație și o bună rigiditate dielectrică între spirele înfășurărilor față de masă.

Pe baza celor prezentate se conchide că lacul electroizolant SUPERVOLTATEX seria 5281 Ex., fabricat de POLICOLOR poate fi folosit cu rezultate bune, la impregnarea bobinajelor mașinilor electrice, executate în tipul de protecție TH, înlocuind produsul de import lac SIB 199.

Bibliografie

[1] *Warthing, G.* și *Geffner, J.* — Prelucrarea datelor experimentale, București, Editura tehnică, 1959, p. 62—68.
[2] * * * Guide for the preparation of test procedures for evaluating the thermal endurance of electrical insulating materials. Public. CEI 216.
[3] DIN 46456 Blatt 1,2. Isolierlacke und Isolierhärze der Electrotehnic ; Tränlacke, Anforderungen — Prüfung.
[4] STAS 7543/66. Lacuri și emailuri electroizolante de impregnare și acoperire.
[5] NI 4429/70. Uzina POLICOLOR Lac Supervoltatex.
[6] STAS 6745/63 — Protecția climatică. Încercarea la acțiunea căldurii umede.
[7] STAS 1893/65. Mașini electrice rotative. Condiții generale.
[8] NID 3666/68. Unsoare Litiu-Calciu.

Intrat în redacție la 18.VI.1971

RECENZIE

CZ 621.314.222.6

S.I. Rabinovici ş.a. **Transformatoare** (Transformatori). Moscova, Editura Energhia, 1970.

Pe baza unui bogat material bibliografic autorii dezvoltă în cuprinsul a 15 studii de specialitate o serie de probleme legate de cercetarea, proiectarea, construcţia şi exploatarea transformatoarelor electrice. Printre problemele tratate se remarcă următoarele : problemele creării unor noi materiale pentru realizarea de transformatoare obişnuite şi criogenice ; aspecte ale izolaţiei transformatoarelor de mare putere şi modul de realizare a acestora ; alimentarea transformatoarelor în diverse regimuri de funcţionare şi în special în caz de scurtcircuit ; probleme legate de proiectarea circuitului magnetic ; încercările transformatoarelor la tensiunea de impuls ; regimurile de sarcină electrică a transformatoarelor şi curentul maxim de durată ; descărcările electrice în transformatoarele de putere ; regimurile speciale de sarcină şi scurtcircuit ale transformatoarelor de putere ; descărcările corona în transformatoare de medie şi mare putere ; comportarea izolaţiei circuitului electric şi a dielectricului în care funcţionează ; probleme privind îmbătrînirea izolaţiei şi modul de soluţionare a neajunsurilor ; determinarea dimensiunilor optime la transformatoare de mare putere ; măsurătorile ce se pot executa în exploatare asupra transformatoarelor de putere.

Fenomenele mai dificile sînt modelate matematic şi se rezolvă pe diverse cazuri practice pentru a fi utile proiectării şi exploatării transformatoarelor electrice de mică şi mare putere.

Aspectele fizice sînt comentate atît sub aspect teoretic cît şi practic dîndu-se o serie de soluţii privind tehnologia de fabricaţie a transformatoarelor şi o serie de idei utile exploatării acestor tipuri de aparate. Pentru o gamă largă de probleme se indică diagrama de variaţie a mărimilor ce încadrează fenomenele cu scopul uşurării proiectării şi exploatării aparatelor statice în diverse regimuri de funcţionare. Încercările transformatoarelor prin aplicarea metodelor de impuls arată atît schemele folosite cît şi gama de materiale ce se recomandă pentru izolaţie. Descărcările electrice de tip Corona sînt prezentate pe măsura înţelegerii fenomenului şi cu scopul precizării măsurilor care combat acest fenomen. Se prezintă şi se comentează o serie de experienţe prin comportarea izolaţiei, sub toate aspectele arătîndu-se cauzele îmbătrînirii ei şi prevenirii acestui fenomen.

Se fac consideraţii generale asupra aspectului economic privind proiectarea şi exploatarea transformatoarelor electrice dar nu se extinde acest paragraf decît sub aspect principial. Fiecare capitol este ilustrat cu o bogată bibliografie care sintetizează cele mai complete cărţi din ultimele decenii în cercetarea-proiectarea-realizarea şi exploatarea transformatoarelor de putere. Ţinînd seama de scopul propus în introducere de numerosul colectiv de autori, care au prelucrat în special materialele discutate la o sesiune CIGRE, de a reda unele aspecte constructiv funcţionale ale transformatoarelor de putere putem afirma că întregul material prin ideile prezentate, prin structura, prin încadrarea fenomenelor, prin dezvoltările matematice pe măsura necesarului, prin expunerea clară şi documentată depăşeşte dorinţele autorilor şi constituie un preţios îndrumar pentru specialiştii din domeniul electrotehnicii.

Conf. dr. ing. *A. Carabulea*

REFERATE

CZ 551.594 ***Fenomene electrice în atmosferă***

CZ 551.594.221.6rr.014.424.3

Berger, K. **Cercetarea trăsnetelor şi protecţia oamenilor faţă de trăsnete** (Blitzfarschung und Personen — Blitzschutz) În : ETZ—A, nr. 9, 1971, p. 509—511, 6 grafice, 1 figură.

În prima parte a lucrării sînt comunicate cercetările realizate pe bază de statistici (1963—1970) de către Institutul de pe Monte San Salvatore. S-au examinat exclusiv trăsnetele de sus în jos, adică acelea care pornesc din nori şi ajung pe pămînt, putînd să cadă atît pe munţi cît şi pe şes. Baza oricărei protecţii este cunoaşterea precisă a evoluţiei, a desfăşurării curentului trăsnetului, din care se pot deduce apoi diferitele căderi de tensiune. Se arată de exemplu că în munţi, unde rezistenţa electrică a solului este în general mai mare apare fenomenul „alunecării" trăsnetului de-a lungul coastelor pînă cînd rezistenţa aerului scade într-atît încît permite trăsnetului să pătrundă în pămînt. În 6 grafice sînt redate mărimile caracteristice a 69 de trăsnete căzînd în jos şi lovind în cele două turnuri de încercare ale institutului de mai sus. Trăsnetele au fost oscilografiate. Deducem de exemplu din grafice că valoarea maximă a unui trăsnet a fost de circa 270 kA, că durata maximă s-a ridicat la 0,2 s pentru un trăsnet simplu faţă de 1,8 s la un trăsnet multiplu compus din 17 ramuri. Tot graficele ne arată sarcina (Q — 415 C) şi viteza creşterii (30 kA/μs). Sînt descrise apoi pe scurt trăsnetele de jos în sus. Ele iau naştere datorită cîmpului static al vîrfurilor înalte (zgîrie nori, turnuri de emisiune, catarge de vapoare ce se ridică spre nori etc). Au fost filmate pentru prima oară pe Empire State Building.

În privinţa protecţiei omului faţă de trăsnet, se arată că probabilitatea accidentelor creşte cînd omul este izolat pe cîmp fără posibilitatea de a intra într-o casă, cabană sau automobil. Principial este suficientă pentru protecţie o colivie Faraday, aşa cum a fost construită şi încercată la politehnica din München. De asemenea, sînt eficace mantalele acoperite cu un strat foarte subţire de metal uşor, confecţionate în Suedia pentru pompieri. Acestea mai au nevoie însă (în cazul trăsnetelor) şi de o glugă metalizată. Atît privitor la colivia şi mantalele de mai sus, cît şi la alte sisteme propuse (umbrele cu legătură lunecînd pe pămînt) se demonstrează teoretic că acestea nu sînt eficace pentru persoanele în mişcare şi se propun alte mijloace, de care ar putea face uz cei ce sînt obligaţi să rămînă pe ploaie în aer liber : turişti, paznci etc.

Gh. C.

CZ 621.3 *Electrotehnică generală*

CZ 621.3.014.31.001.24:621.3.0?64.3

Grütz A. şi Hochrainer A. **Cercetare pe calea calculului a întreruptoarelor de putere cu ajutorul unei teorii generalizate a arcului.***
(Rechnerische Untersuchung von Leistungsschaltern mit Hilfe einer verallgemeinerten Lichtbogentheorie.) În : E.T.Z.A. 92, nr. 4, 1971 p. 185—189

Autorii folosesc pentru descrierea arcului electric o teorie generalizată care cuprinde numai mărimile externe ale arcului [1].

Pentru verificarea justeţei teoriei, ei elaborează un sistem de calcul considerînd variaţii mici pentru mărimile caracteristice ale arcului (tensiunea şi curentul arcului), sistem care se pretează pentru maşina de calcul. La elaborarea sistemului de calcul s-a plecat de la principiul superpoziţiei curentului de scurtcircuit în ipoteza lipsei arcului, cu curentul imprimat de tensiunea arcului în lipsa tensiunii generatorului [2].

Procedeul de calcul este apoi verificat pe circuitele electrice simple. Se porneşte cu circuitul pur rezistiv studiindu-se apoi şi circuitele R, L şi L cu rezistenţă şi capacitate în paralel cu arcul electric. Rezultatele sînt prezentate prin diagramele de variaţie a mărimilor calculate.

În continuare se studiază influenţa parametrilor reţelei asupra arcului.

În lucrare se face şi o analiză a stingerii definitive a arcului. Autorii ajung la concluzia că constanta de timp a arcului trebuie să tindă către zero pentru a avea o stingere definitivă.

În ultima parte a lucrării este dată o metodă pentru determinarea, din oscilograme, a mărimilor necesare studiului teoretic (constanta de timp şi caracteristica statică). Pentru justificarea acestei metode autorii calculează tensiunea şi curentul arcului cu datele obţinute dintr-o oscilogramă. Corespondenţa între diagramele calculate şi oscilograme este considerată, de către autori, ca o dovadă a justeţei metodei propuse.

Bibliografie

[1] *Hochrainer, A.* Einige Bermekungen zum Stromnulldurchgang in Wechselstromschaltern. În: E.u.M, 87, nr. 1, 1970, p. 15—19

[2] *Hochrainer, A.* Zur Äquivalez der Prüfschaltungen für Hochspannungs-leistungsschaltern. In: E.T.Z.A, 85, 1964 p. 180—184.

La baza lucrărilor stă teza de doctorat (cu acelaşi titlu) susţinută de A. Grütz la T.H. Aachen, 1971

G. T.

CZ 621.313 *Maşini electrice*

CZ 621.313.333.1—585.3

Dargeon, J. L. **Variatoare de viteză pentru motoare de curent alternativ cu inele. Cascada hiposincronă** (Variateurs de vitesse pour moteurs à courant alternatif à bagues à cascade hyposynchrone). În : Revue Teumont-Schneider 11, 1971, p. 13—33

Folosirea motoarelor de curent continuu pentru varierea rapidă şi precisă a vitezei prezintă unele limitări ce pot fi :

— de ordin mecanic (viteze maxim realizabile) ;

— de ordin electromagnetic (relaţia iperbolică legînd puterea limită de viteza nominală a maşinii electrice sau plafonarea intensităţii lineice şi a tensiunii între lamele) ;

— datorate condiţiilor de funcţionare (atmosferă explozivă, corosivă, prăfoasă) sau servituţilor legate de întreţinere ;

— de ordin economic.

Maşinile asincrone prezintă avantaje indiscutabile în ceea ce priveşte costul, construcţia simplă şi robustă precum şi gama de dimensionare putere-viteză mai largă. Progrese recente în domeniul tiristoarelor şi al circuitelor integrate au permis miniaturizarea organelor de control şi comandă a convertizoarelor statice şi realizarea unor dispozitive de reglare a vitezei motoarelor de curent alternativ cu un minim de pierderi. Astfel de dispozitive reprezintă convertizoare de frecvenţă ce permit disocierea frecvenţei de rotaţie a maşinii de frecvenţa reţelei, şi pot fi montate fie în circuitul statoric fie în cel rotoric.

În lucrare se studiază pe larg caracteristicile unui astfel de convertizor, cascada hiposincronă ce permite varierea economică a vitezei motoarelor asincrone de putere medie şi mare într-o gamă largă. După ce se expune principiul de funcţionare şi se analizează curenţii rotoric şi statoric, armonicile şi cuplurile parazite se prezintă dimensionarea părţii statice a cascadei, factorul de putere, randamentul şi comportarea de ansamblu a cascadei (caracteristicii mecanice) precum şi funcţionarea hipersincronică, frînarea electrică şi posibilitatea inversării sensului de rotaţie.

Cascada hiposincronă prezintă avantaje asupra soluţiei în curent continuu atunci cînd trebuie reglată viteza la putere medie, sau ridicată (peste 200 kW) într-o zonă moderată a valorilor alunecării (0 la 0,5) şi fără cuplu de suprasarcină. În aceste condiţii, ea permite utilizarea unui motor asincron de fabricaţie standard, folosirea unui variator de viteză de putere inferioară puterii motorului asincron precum şi conservarea unei valori ridicate a randamentului pe toată plaja de variaţie a vitezei.

Folosirea cascadei hiposincrone este deosebit de [illegible] ori de cîte ori se pune problema moderni[illegible] prevăzute cu motoare asincrone funcţionînd [illegible]

O. L.

CZ 621.313.333:621.3.018.782.3

Bespalov, V. şi Kopilov, I.P. **Procese tranzitorii în motoare asinerone cu tensiune nesinusoidală.** În : Elektricestvo, nr. 8, august 1971, 7 fig. 4 ref. bibl.

După prezentarea premiselor fenomenelor fizice care au loc în motoare asincrone alimentate cu tensiune nesinusoidală se trece la construirea matricială a modelelor matematice a tensiunilor şi a impedanţelor unor astfel de maşini electrice. Se scriu apoi nematricial ecuaţiile generale ale maşinilor electrice şi se comentează diverse aspecte noi care intervin în cadrul proceselor tranzitorii din motoarele electrice alimentate cu tensiune nesinusoidală.

Se determină inductanţele proprii şi mutuale pe baza fluxurilor din circuitul magnetic al maşinilor asincrone motoare. Aspectele teoretice şi cele experimentale confruntate de autori înlesnesc trasarea unor diagrame de variaţie a mărimilor electrice în funcţie de timp şi permit stabilirea valorii unor coeficienţi utili practicii de proiectare. Se trasează apoi oscilograma de pornire a unui motor electric de tipul A—42—6 alimentat la U — 40,6 V şi f — 5,2 Hz. Schimbîndu-se de mai multe ori tensiunea şi frecvenţa se obţin o serie de curbe care indică regimurile tranzitorii de funcţionare a motoarelor electrice alimentate cu tensiunea nesinusoidală. Se preconizează extinderea modelului matematic conceput şi testarea lui cu ajutorul maşinilor electrice de calcul.

A. C.

CZ 621.313.392.011

Lansenson, I.P., Gupta, K.S. — **Factorii de margine şi de permeanţă pentru maşinile de reluctanţă cu rotor segmentat** (Finge and permeance factors for segmented-rotor reluctance machines). În : Proc. IEE vol. **118**, nr. 5, mai 1971, p. 669—674, 9 fig.

La proiectarea maşinilor de reluctanţă cu rotor segmentat cum ar fi cele de tip cu poli aparenţi excitate sau neexcitate, este necesar să se ţină seama în mod corect de diversele neregularităţi ale cîmpului magnetic, datorate formei părţilor din fier. În ceea ce priveşte spaţiul dintre poli, este posibil ca efectul acestuia să fie exprimat printr-un singur factor de margine. Influenţa capetelor segmentelor asupra cîmpului magnetic este mult mai complexă dar poate fi analizată prin metode de transformări conforme, extinse prin utilizarea tehnicilor numerice corespunzătoare. În soluţionarea oricărei probleme de întrefier în maşinile electrice prin transformări conforme este normal să se presupună că toate regiunile miezului au permeabilitate infinită, cu suprafeţe de limită echipotenţiale, iar suprafeţele statorului şi rotorului sînt plane.

În ceea ce priveşte zona dintre poli, canalul, efectul său asupra cîmpului poate fi exprimat în termenii unei singure cantităţi, care dă lăţimea efectivă a canalului, funcţie de lăţimea lui reală şi de alţi parametri dimensionali importanţi.

În zona de capăt a segmentelor exista trei componente ale fluxului care trebuie luate în considerare. Acestea sînt componenta din zona de margine către stator, componenta ce trece de la segment la segment prin aer şi componenta ce trece prin bucşa şi axul magnetic. Aceste componente intervin în calcule în termenii unui factor de margine şi a doi factori de permeanţă.

Factorul de margine este definit ca lungimea periferică care înmulţită cu inducţia din întrefier (considerată uniformă) dă fluxul total datorat efectului de margine. Cele două permeanţe reprezintă împreună o măsură directă a fluxului total care trece între două perechi de poli adiacente, fără a pătrunde în stator.

T.C.

CZ 621.315 *Transmisia energiei electrice*

CZ 621.315.224:621.311.1

Eriksson, K.A. : **Transmisia de putere în curent continuu de înaltă tensiune**: Scop şi metode. (Power transmission by means of HVDC-Why and how). În : Bull. Soc. Roy Bel. Electr. **87**, nr. 2, 1971, p. 93—98

Deşi avantajele curentului alternativ în ceea ce priveşte uşurinţa producerii transformării nivelului tensiunii şi folosirii sale în diferite tipuri de sarcină sînt incontestabile a fost evident încă de la începutul folosirii industriale a energiei electrice că transportul energiei electrice poate fi efectuat mai economic în curent continuu. Practic transportul energiei electrice în curent continuu a putut fi introdus doar în ultimele două decenii cînd au devenit disponibile redresoare cu mercur de înaltă tensiune, şi mai recent tiristoare. Generalizarea acestui mod de transport este limitată de dificultatea comutării curentului continuu precum şi de costul ridicat al echipamentului de conversie, dar apare ca deosebit de avantajos atunci cînd puteri ridicate trebuie transportate pe distanţe mari şi cînd poate fi folosită calitatea de controlabilitate a puterii de curent continuu.

Din practica construcţiilor întreprinse pînă în prezent (5 000 MW) reiese că costul conductoarelor folosite la transportul energiei în curent continuu este — la aceeaşi putere transmisă — doar de două treimi din cel ce apare la transportul în curent alternativ cu conductoare aeriene şi doar de o treime din cel cînd transportul este efectuat prin cablu. Economia realizată la costul conductoarelor poate fi mai mult decît compensată de costul echipamentului pentru convertirea curentului aşa încît transportul de energie în curent continuu poate fi competitiv doar pentru distanţe mai mari de 500 km. În afara considerentelor strict economice factorii care pot face preferabil transportul energiei în curent continuu sînt : spaţiul ocupat mai redus şi posibilităţile de control rapid şi precis a puterii introdusă de convertoarele de la capetele liniei.

Legătura în curent continuu poate fi considerată ca un nou mijloc de stabilizare artificială a reţelelor de curent alternativ, fie că legăturile sînt asincrone (în care redresorul şi invertorul aparţin aceluiaşi sistem de curent alternativ) fie că sînt asincrone (redresorul şi invertorul aparţin unor sisteme diferite de curent alternativ avînd eventual frecvenţe diferite, sistemele fiind legate printr-o legătură de curent continuu) ;

Faptul că convertoarele şi linia pot fi construite în mai multe etape. Într-adevăr convertorul terminal este format de obicei din mai multe convertoare conectate în serie aşa încît tensiunea liniei de curent continuu poate fi sporită treptat prin instalarea unor noi convertoare serie, sporind astfel puterea transportată prin legătura în curent continuu ;

Natura asincronă a legăturii de curent continuu care permite independenţa totală a celor două sisteme conectate. O legătură în curent continuu nu duce la sporirea curentului de scurtcircuit în sistemele interconectate ceea ce constituie în multe aplicaţii un important avantaj.

În prezent ventilul cu tiristoare este mai costisitor decît cel cu mercur însă este de aşteptat ca costul echipamentelor tiristorizate să continue să scadă, aşa încît perspectiva transmiterii energiei în curent continuu de înaltă tensiune pare deosebit de promiţătoare.

O. L.

CZ 621.315.2.015.533

Galand, I. — **Localizarea descărcărilor parţiale în cabluri printr-o metodă de unde staţionare** (Localisation de décharges partielles dans les cables par une méthode d'ondes stationnaires). În : RGE, vol. **80**, nr. 5, mai 1971, p. 399—405, 3 fig.

Se ştie că fenomenul descărcărilor parţaile se prezintă sub forma unor descărcări succesive care se produc în vacuolele din interiorul dielectricului şi a cărui distribuţie în timp este mai mult sau mai puţin neregulată şi de amplitudine variabilă. Spectrul de energie al semnalului rezultant, din suprapunerea semnalelor elementare produse de către semnalele succesive, este format din suprapunerea unui spectru de bandă şi a unui spectru continuu : Amplitudinea spectrului de bandă descreşte foarte repede cu ordinul armonicii considerate, în raport cu frecvenţa f a tensiunii aplicate, în timp ce spectrul continuu tinde rapid către o constantă. Prin urmare, în domeniul frecvenţelor suficient de ridicate, densitatea energetică spectrală este caracterizată prin această constantă şi unele încercări au arătat că această valoare este practic atinsă începînd cu cîţiva kiloherţi. Pentru deducerea concluziilor teoretice se porneşte de la ipoteza existenţei unui fenomen de descărcări localizate ce reprezintă injectarea de către o sursă de impedanţă infinită, a unui curent I avînd un spectru continuu şi de amplitudine constantă, funcţie de frecvenţă. Calculele efectuate în ipotezele enunţate duc la rezultatul că prezenţa descărcărilor parţiale într-un punct al cablului se traduce la unul din capete, considerat ca origine, prin existenţa unui sistem de unde staţionare, cu anularea tensiunii pentru anumite valori ale frecvenţei, cel puţin în cazul în care ipotezele enunţate sînt valabile. O primă metodă, care se deduce din teoria dezvoltată, este de a efectua două măsurători succesive, la cele două capete ale cablului. În cazul în care unul din capetele cablului nu este accesibil se utilizează o metodă în care se foloseşte generatorul de calibrare. Această metodă necesită însă o mai mare precizie de măsură. Pentru cablurile lungi, care provoacă o anumită amortizare, trebuie să se utilizeze frecvenţe relativ joase, pentru care coeficienţii de amortizare sînt mai reduşi. Pentru cablurile scurte, la care amortizarea este redusă, se pot utiliza frecvenţe mai înalte, care ridică valoarea coeficienţilor de amortizare. În cazul în care defectul e aproape de capăt, este necesară utilizarea unei frecvenţe de peste 1 MHz.

T.C.

CZ 621.316 *Distribuirea energiei electrice*

CZ 621.316.1:621.319.44

Kaialov, G.M. şi Kobalev, I.N. **Calculul compensării puterii reactive cu ajutorul bateriilor reglabile de condensatoare** (Rasceot compensaţii reactivnih nagruzoc reguliruemimi condensatornimi batereiami). În : Elektricestvo, nr. 8, 1971, p. 19—25, 3 fig. 8 ref. bibl.

Încadrarea problemei începe cu prognoza cererilor de energie reactivă concretizată într-o curbă clasată. Se stabileşte intervalul maxim şi minim pentru diverse categorii de consumatori în cursul unui an. Problema reglării puterii reactive şi compensarea factorului de putere se face cu ajutorul unui model matematic al cărui minim indică soluţia optimă.

Se determină puterea reactivă cerută la consumator pentru diferite situaţii de funcţionare şi se calculează energia reactivă ce se vehiculează într-o reţea dată. Se stabileşte apoi prin sumare cantitatea totală de energie pe care trebuie s-o livreze sistemul de alimentare în condiţii restrictive impuse. Din condiţia optimului general indicată de minimum cheltuielilor totale de expolatare a unui circuit electric se deduce puterea reactivă a condensatoarelor necesare compensării factorului de putere.

Ar fi fost util pentru practică dacă autorul extindea modelul matematic şi-l făcea aplicabil pe scară industrială pe baza construirii şi testării unei scheme logice. Teoria prezentată este interesantă mai ales sub aspectul funcţionării capacităţilor reglabile care se utilizează la compensarea puterii reactive.

A.C.

CZ 621.316.728.025:621.382.333.3.II

Grafham, R.D. — **Controlul puterii în curent alternativ cu ajutorul tiristoarelor II** (Thyristor control of a.c. power II). În : Electrical Review, vol. 188, nr. 21, mai 1971, p. 694—696, 14 fig.

Articolul este continuarea celui publicat în nr. 20 a.c. și se ocupă de filtre, sarcini inductive și aplicații practice.

Tiristoarele generează paraziți de frecvență radio de fiecare dată cînd comuta pe o sarcină rezistivă. Deoarece amplitudinea spectrului de zgomot rezultant descreşte natural cu frecvența, cu o rată de 20 dB pe decadă. Chiar circuitele cu tiristoare neprevăzute cu dispozitive de antiparazitare au un efect redus asupra serviciilor de foarte înaltă frecvență cum ar fi emisiunile de radio cu modulație de frecvență sau emisiunile de televiziune. Emisiunile cu modulație de amplitudine din domeniul 150 kHz pînă la 1 500 kHz sînt foarte mult afectate de funcționarea instalațiilor neprevăzute cu filtre de antiparazitare. În lucrare sînt prezentate cîteva scheme de filtrare și modul lor de calcul.

Utilizarea tiristorului „triac" la alimentarea receptoarelor inductive ridică unele probleme specifice, cea mai importantă dintre ele fiind „comutația dv/dt". Comutația dv/dt este definită ca viteza de creștere a tensiunii aplicate pe triac în momentul trecerii curentului prin zero. Pentru preîntîmpinarea reamorsării tiristorului, la vitezele prea mari de creștere a tensiunii, este necesar ca schema să fie completată cu o capacitate și o rezistență, legate în serie și prevăzute la bornele dispozitivului de comutare. Pentru majoritatea sarcinilor inductive o rezistență de 100 Ω și o capacitate de 0,1μF limitează dv/dt la aproximativ 1V/μS.

O aplicație de uz general a tiristoarelor este la comanda reglajului de viteză a motoarelor universale. Motoarele universale sînt folosite astăzi în multe aplicații în care se cere un cuplu mare de pornire și un domeniu larg de reglaj al vitezei. Motorul universal poate fi acționat fie cu ajutorul unei scheme cu triac fie prin scheme în care este redresată numai o semiperioadă, ultima fiind o soluție mai economică.

T.C.

CZ 621.316.933.3.015.52(083.7)

Hösl, A. **Directive naționale pentru evitarea conturnărilor la instalațiile de paratrăznete.** (Naționale Richtlinien zur Vermeidung von Blitzüberschlägen bei Blitzschutzanlagen) În : ETZ—A, nr. 9, 1971, p. 512—515, 2 fig., 1 grafic, 1 tabelă.

Statistica ne arată că numeroase incendii provocate de trăsnete în clădirile prevăzute cu paratrăsnete sînt provocate de distanța prea mică dintre părțile metalice puse în mod normal la pămînt, cum ar fi țevile de la încălzirea centrală și instalația de paratrăsnet. În cele ce urmează se arată cum diferitele țări tratează această chestiune. Deoarece actualele paratrăsnete nu corespund unei colivii ideale Faraday ci unei plase foarte rare (cu ochiuri mari), trăsnetul poate sări pe instalațiile de apă sau de gaze, ceea ce trebuie evitat. Pentru a se explica fenomenul din punct de vedere fizical, se dă un exemplu (ilustrat și prin figură), în care un paratrăsnet 1 de 10 m înălțime cu o anumită inductivitate și rezistență de pămîntare se află la o distanță minimă *D* de țeava instalației de încălzit *2*. Tensiunea dintre paratrăsnet și țeavă se compune din tensiunea inductivă dintre cei doi conducători și cea ohmică a legăturii la pămînt a paratrăsnetului, aceste tensiuni adunîndu-se (după K. Berger). Se demonstrează că pentru protecție este suficient ca *D* să fie ≧ decît 0,1 a înălțimii paratrăsnetului. Dacă între *1* și *2* se găsește lemn sau zidărie în loc de aer, rezistența de străpungere se multiplică, iar continuarea poate fi complet evitată dacă *1* și *2* sînt legate între ele la partea inferioară (din punct de vedere al căderii ohmice de tensiune) și la partea superioară (din punct de vedere al căderii inductive de tensiune). Legătura între ele a tuturor părților metalice dintr-o construcție (compensarea potențialului) este mult mai eficace decît rezistența pămîntării. După ce sînt tratate pe scurt problema întîrzierii descărcării și descărcarea prin influență sînt indicate prescripțiile privind protecția contra trăsnetului în diferitele țări.

Astfel, în R.F.G. conturnările provocate de prea mică distanță dintre părțile instalației de paratrăsnet se vor împiedica prin mărirea lui *D*. În privința conturnărilor dintre elementele instalației de paratrăsnet și instalația electrică, acestea sînt împiedicate în noile construcții, deoarece prescripțiile VDE prevăd legătura dintre instalația paratrăsnet și instalația de curenți tari prin bara echivalării potențialului.

Instalațiile de încălzit țevile de apă sînt legate la rețeaua de pămîntare.

În Danemarca, dacă $D < 0{,}1\ a$ (a = înălțimea paratrăsnetului) paratrăsnetul se va lega de partea metalică apropiată.

Urmează apoi formulele și rezumatul prescripțiilor din alte țări, articolul încheind cu o tabelă cu distanțele minime dintre părțile metalice și instalația de paratrăsnet în diferite țări europene și în Africa de Sud.

Gh.C.

CZ 621.316.923.3:621.319.4

Deneka, W. H. **Problematica siguranțelor interioare la condensatoarele de putere** (Problematik der inneren Sicherungen bei Leistungskondensatoren) În : ETZ-A, nr. 9, 1971, p. 521—524, 5 graf.

Se arată în primul rînd că la condensatoarele de joasă tensiune, compuse din mai multe bobine paralele, siguranțele fuzibile separate (pentru fiecare bobină) dau de multă vreme cele mai bune rezultate. Chiar după cel mai riguros control al materialului și al confecționării, se întîmplă adesea ca vreuna din bobine să se defecteze.

În astfel de cazuri o ieșire timpurie din serviciu a condensatorului este evitată prin intercalarea siguranțelor interioare existente în serie cu fiecare bobină. Fenomenul este explicat în sensul că în cazul unei bobine defecte (străpungere electrică) o bună parte a energiei acumulată în acel moment în celelalte bobine paralele se descarcă prin bobina defectă, pricinuind topirea siguranței acesteia și permițînd astfel funcționarea mai departe a condensatorului. Mărimea acestor siguranțe interioare nu poate depăși anumite valori deoarece căldura produsă pentru topirea lor ar da naștere unei cantități prea mari de produse de descompunere, care ar scurta simțitor durata de serviciu a condensatorului.

În cazul utilizării acestor siguranțe de bobine la condensatoarele de tensiuni mijlocii, unde este vorba de mai multe grupe conectate în serie și compuse fiecare din bobine în paralel, asigurate fiecare cu siguranțe individuale, se demonstrează că defectarea unei bobine nu ridică temperatura din siguranța acesteia pînă la topire, iar curentul, care mai trece prin bobina defectă, provoacă descompunerea materiilor izolante, formarea de gaze sub presiune și distrugerea carcasei condensatorului.

În legătură cu energia necesară topirii siguranței unei bobine se arată într-un grafic de încărcare necesară topirii în cazul descărcării — șoc în funcție de numărul șocurilor de descărcare dinaintea fenomenului topirii. Un alt grafic redă numărul descărcărilor — șoc printr-o anumită siguranță a unei bobine cu tensiunea ridicată la diferite valori (față de tensiunea nominală a bobinei), înainte de topirea acestei siguranțe. În continuare sînt arătate și discutate prescripțiile 7 EC 70 în această privință precum și consecințele privind realizarea de baterii mari de condensatoare.

Se arată apoi că prin deconectarea (datorită topirii siguranțelor) bobinei defecte se evită scoaterea timpurie din serviciu a condensatorului, în schimb sînt însă suprasolicitate celelalte bobine, fiind redusă astfel durata de serviciu a condensatorului. În cazul străpungerilor frecvente ale bobinelor unui condensator mai intervine deseori plesnirea izolației la conductele de intrare ceea ce duce la distrugerea carcasei condensatorului. În principal la tensiunile medii siguranțele interioare nu oferă o protecție suficientă contra distrugerii carcasei. Într-un ultim grafic este arătată probabilitatea spargerii unei carcase de condensator defect în funcție de valoarea și durata curentului de scurtcircuit.

Gh.C.

CZ 621.317 *Tehnica măsurilor electrice*

CZ 621.317.716.014.33:001.24

Hortopan, Gh. și Hortopan, V. **O teorie generală a șunturilor de masă în regimul transitoriu.** (Eine allgemeine Theorie der Messwiderstände im Übergangszustand). În : E.T.Z. -A, 92, nr. 8, 1971, p. 470—474.

În primul paragraf este analizată problema răspunsului unui sistem pasiv. Autorii arată cum se poate calcula acest

răspuns (timp de răspuns) dacă este cunoscută funcţia de transfer a sistemului.

Se trece apoi la determinarea tensiunii de ieşire în cazul unui curent treaptă. Arătîndu-se că în cazul unui cilindru plin răspunsul este cunoscut se trece la analiza răspunsului în cazul unui cilindru gol. La cilindrul gol a fost cunoscut răspunsul doar prin relaţii la a căror deducere s-au făcut anumite aproximaţii. Autorii arată că aceste relaţii dau valori exacte doar pentru grosimi reduse ale peretelui cilindrului. Se face apoi o referire la o lucrare a unuia dintre autori [1] în care a fost demonstrată relaţia răspunsului în cazul cilindrului gol (relaţie exactă). Tot în cadrul acestui paragraf se fac comparaţii între valori calculate cu cele două relaţii arătîndu-se diferenţele.

În continuare se face analiza răspunsului întregii instalaţii de măsură. Autorii indică relaţii de calcul pentru timpul de răspuns al întregii instalaţii.

Ca problemă importantă la aceste măsurători apare compensarea şuntului. După ce sînt enumerate diferite metode de compensare propuse în literatură, este descrisă o metodă aplicată de autori. Metoda constă din construirea unei bucle în circuitul de măsură, buclă aşezată între cilindrul rezistiv şi ecranul şuntului.

În ultimul paragraf sînt date rezultate ale unor încercări efectuate pe două şunturi. Calculaţia şi încercările experimentale se referă la două şunturi cu rezistenţele de 4 m Ω şi respectiv 2 m Ω.

[1] *Hortopan V.* : Răspunsul la excitaţia treaptă de curent a conductorului tubular. În Electrotehnica, 18, nr. 5, 1970, p. 160—166.

G.T.

CZ 621.319.4 ***Condensatoare***

CZ 621.319.4

Goldschmidt, R. şi Ohayon, D.H. **Comportarea capacităţii şi a unghiului de pierderi din condensatoare la temperaturi joase şi foarte joase** (Comportement de la capacité et de l'angle de pertes de condensateurs à basse et tres basse temperatures). În : Bulletin de l'Association suise des electriciens, nr. 15, 24 iulie 1971. p. 707—713, 11 fig.

Se prezintă fizica şi tehnica comportării capacităţilor supuse solicitărilor termice între 290 şi 350 °K.

Pînă la —180°K (≈ 90°C) se utilizează un dispozitiv izolat termic cu ajutorul materialelor plastice. Răcirea se face progresiv cu zăpadă carbonică şi cu azot lichid. Încercările se fac cu ajutorul unui vas Dewar care conţine aer sau heliu lichid.

Se descrie schema de măsură a temperaturilor foarte joase şi se precizează modul de înregistrare a comportării capacităţilor electrice la aceste temperaturi. Se trasează curbele de variaţie a capacităţii şi a unghiului de pierderi pentru condensatoare de 100—500 nF cu dielectrici din hîrtie metalizată. Frecvenţa de încercare a atins valoarea de 1 600 Hz. Totodată se dau şi se comentează o serie de date experimentale privind condensatoarele electrice de diverse mărimi puse să funcţioneze la variaţii mari de temperatură. Se precizează că respectiv capacitatea descreşte cu temperatura cu excepţia polistirenei cînd capacitatea a crescut aproape liniar cu scăderea temperaturii. Se prezintă concluziile comportării condensatoarelor şi a unghiului de pierderi în cazul diferitelor tipuri de dielectrici.

A.C.

Notă explicativă la articolul „Factorul de asimetrie $\varkappa$ la apariţia curentului de scurtcircuit" de M. Pesici, apărut în revista Electrotehnica 19, nr. 12 dec. 1971, p. 465—468.

Formula $\varkappa = 1 - \sin(\omega t = \psi - \varphi) - e^{-\frac{t}{\tau}} \sin(\psi - \varphi)$, pag. 465, coloana a 2—a, este greşită. Forma corectă este:

$$\varkappa = \sin(\omega t + \psi - \varphi) - e^{-\frac{t}{\tau}} \sin(\psi - \varphi).$$

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. Pl. Andronescu; prof. dr. doc. şt. tehn. I. S. Antoniu, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. şt. tehn. A. Avramescu — redactor responsabil; ing. V. Bunea; ing. V. Ciofu; prof. dr. doc. şt. tehn. V. Corlăţeanu; ing. Şt. Grosu; prof. dr. ing. G. Hortopan — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. Lazaride; conf. dr. ing. D. F. Lăzăroiu; ing. M. Opaschi; ing. A. Popa; prof. ing. Cristiana Popescu; ing. Vl. Popovici; acad. prof. dr. doc. şt. tehn. ing. R. Răduleţ; ing. R. Vlădoianu.

Revista "ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice al M.I.C.M., cu sediul în Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon director: 14.62.67. Redacţia: Bucureşti str. Mândineşti, nr. 3, sector IV; telefon secretar general de redacţie: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon: 35.12.59. Instituţiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30 060 300 Banca Naţională a Republicii Socialiste România — Filiala sectorului 1, Bucureşti. Tarif pentru instituţii şi întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informaţia", Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23 — 25, c. 3015. *Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.P.D.P. nr. 10/7928/1970*

41 400

MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT

TITLURI DOCUMENTARE

CZ. 621.3 ELECTROTEHNICĂ GENERALĂ

CZ 621.3.015.52 : 001.5

Erler, F. : **Incercarea izolatorilor murdari cu impulsuri de tensiune.** În : Elektrie 25 nr. 7 iul 1971, p. 252—255, 6 fig. 1 tabel, 9 ref. bibl.

CZ 621.3.047.2 : 621.3.017.71

Burmester, J. : **Metodă de calcul pentru determinarea temperaturii comutatoarelor.** În : Siemens Z 45, nr. 8 aug 1971. p. 524—528, 4 fig, 8 ref. bibl.

CZ 621.311 CENTRALE ELECTRICE. INSTALAȚII DE ALIMENTARE CU ENERGIE ELECTRICĂ.

CZ 621.311

Focșa, V. : **Electrificarea României.** În : Rev. Gen. d'Électricité, (RGE) 80, nr. 6 iunie 1971 p. 470—481, 11 fig. 9 tabl., 5 ref. bibl.

CZ 621.311.23.621.436.185.4

Patt, H.H. și *Schmuck, R.* : **Prima centrală electrică diesel de putere mare cu motoare diesel de viteză medie.** În : Siemens —Z 45 nr. 8 aug 1971, p. 503—508, 4 fig., 2 tabl și 6 ref. bibl.

CZ 621.313 MAȘINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ȘI ALTERNATIV. GENERATOARE. MOTOARE.

CZ 621.313.13.—837

Gutt, H.J. : **Domeniile de aplicații ale motoarelor cu cîmp mobil de tip sector și liniar.** : În Siemens-Z. 45, nr. 7 iul 1971 p. 487—492, 6 fig. 7 ref. bibl.

CZ 621.313.2

Mattheis, P. și *Schuler, W.* : **O nouă serie de motoare de curent continuu pentru laminoare** : În : Siemens—Z 45 nr. 8 aug 1971, p. 514—517, 3 fig., 2 tabl.

CZ 621.313.236.3

Tokariev, F.B., Astashkin, E.A. și *Sokolovski, I.A.* : **Mărirea vitezei de răspuns a mașinilor electrice amplificatoare.** În : Elektricestvo nr. 7 1971, p. 19—22, 3 fig. 1 tabl, 2 ref. bibl.

CZ 621.313.323.621.314.622

Liscenko, I.A. și *Belik, D.P.* : **Ecuațiile diferențiale și analiza riegimului staționar al motorului sincron fără contacte cu excitația sincronă și control automat al cîmpului.** În : Elektricestvo, nr. 8 aug 1971, p. 56—63, 4 ref. bibl.

CZ 621.313.323.

Gusiukin, G.P. : **Mișcarea rotorului unui motor asincron:** În : Elektricestov nr. 7, 1971, p. 14—17, 4 fig. 2 tabl. 4 ref. bibl.

CZ 621.313.333.025.2.621.3.012 8

Somikhina, S.G. : **Analiza generalizată și evaluarea comparativă a schemelor echivalente pentru mașinile asinerone cu două faze.** In : Electricestvo, nr. 7 1971. p. 22—29, 13 fig. 10 ref. bibl.

CZ 621.314 TRANSFORMAREA ENERGIEI ELECTRICE. TRANSFORMATOARE. CONVERTIZOARE. REDRESOARE. COMUTATORICE.

CZ 621.314.21.001.2

Balashov, A.I. și *Kanakin, S.M.* : **Geometria optică și stabilitatea economică a transformatoarelor.**
În : Elektricestvo nr. 9. 1971, p. 7—10, 6 fig. 5 tabl. 3 ref. bibl.

CZ 621.314.21.015.38

Lohanin, A.K. : **Calculul proceselor oscilante în înfășurări cu ecrane electrostatice.** În : Elektricestvo. nr. 9, 1971. p. 17—20. 2 fig. 1 tabel. 4 ref. bibl.

CZ 621.314.313

Gailly, M. și *Lacoste. A.* : **Descrierea unui ansamblu de control pentru un convertizor de legătură de curent continuu.** În : Rev. Gen. d'Électricité (R.G.E.) 80 nr. 4. apr 1971. p. 335—345. 17 fig.. 5 ref. bibl.

CZ 621.314.6.064.2

Pfeiler, V. şi *Stade,D.* : **Scurtcircuitul în sistemele convertoare.** În : Elektrie, **25**, nr. 6 iunie 1971, p. 233—235, 3 fig. 2 tabl. 5 ref. bibl.

CZ 621.315 **TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE — LINII AERIENE. CABLE CONDUCTOARE. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAŢII.**

CZ 621.315.1/2 : 621.317.333.4

Suller, H. : **Reflectograf E pentru localizarea defectelor pe cablurile şi liniile aeriene de transport de energie.** În : Siemens Z, **45** nr. 6, iunie 1971, p. 439—441, 3 fig. 1 tabl.

CZ 621.315

Luy, H. şi *Oswald, F.* : **Rigiditatea dielectrică a polietilenei.** În : Elektrotech—Z (ETZ—A), **92**, nr. 6, iun 1971, p. 358—363, 9 fig., 3 tabl., 27 ref. bibl

---

CZ.621.315 : 621.313

Ciofu, V. : **Studiul descărcării parţiale în izolatorii pentru maşinile electrice antiexplozive cu siguranţă mărită.** În : Elektrotech—Z (ETZ—A) **92**, nr. 6, iun 1971, p. 381—385, 11 fig., 1 tabl., 4 ref. bibl.

CZ. 621.315.592:316.316.1

Dobšik, F. : **Folosirea tehnicii semiconductoarelor în protecţia reţelelor de joasă tensiune.** : În : Elektrie **25**, nr. 7 iul 1971, p. 263—264, 4 fig.

CZ 621.316 **DISTRIBUIREA ENERGIEI ELECTRICE. REŢELE. REDESCHIDEREA ŞI ÎNCHIDEREA CIRCUITELOR REGLAREA MĂRIMILOR ELECTRICE. PROTECŢIA APARATELOR ŞI INSTALAŢIILOR.**

CZ 621.316.01.

Oudin, M.J. : **Evaluări de siguranţe în funcţionarea reţelelor de cabluri izolate prin încercări statistice de alocare asupra eşantioanelor.** În : Rev. Gén. d'Electricité. (RGE) **80**, nr. 4, apr 1971, p. 330—334, 9 fig., 4 ref. bibl.

CZ 621.316.3.027.2:621.316.93

Naumann, W. : **Măsuri pentru evitarea pagubelor provocate de supratensiuni în instalaţiile de joasă tensiune.** În : Elektrie, **25** nr. 7, iul 1971, p. 256—258, 3 fig,. 1 tabl.

CZ. 621.319 **APLICAŢII INDUSTRIALE ALE ELECTROSTATICII. CONDENSATOARE.**

CZ 621.319.72.001.24

Streubel, H. : **Calculul cîmpurilor electrice prin metoda diferenţelor.** În : Elektrie **25**, nr. 7, iul 1971, p. 271—272, 3 fig. 1 ref. bibl.

CZ 621.319.4.001.5

Zwiesler, W. : **Construcţia în timp a capacităţii condensatoarelor stiroflex.** În : Siemens Z, **45**. nr. 6 iunie 1971, p. 430—435, 6 fig., 6 ref. bibl.

CZ 621.319.4:621.317.343.2

Gattlob, H. şi *Kossler, H.* : **Măsurarea factorului de pierderi a unor condensatori de capacitate mare şi cu pierderi mici la înaltă frecvenţă.** În : Siemens—Z **45**, nr. 8, aug 1971, p. 555 bis 558, 5 fig., 1 tabl.

I P R S

BĂNEASA

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ȘI SEMICONDUCTORI BĂNEASA

BUCUREȘTI II — ROMÂNIA — Str. Erou Iancu Nicolae nr. 32

Telefon 33.38.30 • Telex 011.203 • Serv. Desfacere 33.53.22

REZISTOARE
— cu peliculă de carbon
— bobinate

TERMISTOARE CERAMICE
— disc
— în capsulă

CONDENSATOARE
— polistiren (tip styroflex)
— poliester metalizat
— hîrtie metalizată
— hîrtie echipament auto
— hîrtie antiparazitare
— hîrtie pentru telefonie

CONDENSATOARE ELECTROLITICE
— normale
— miniatură
— nepolarizate

CONDENSATOARE CERAMICE
— disc
— tubulare
— plachetă
— ajustabile

CABLAJE IMPRIMATE

TRANZISTOARE
— de joasă frecvență
— de înaltă frecvență și comutație
— de putere

DIODE
— de semnal și comutație
— redresoare
— redresoare pentru curenți mari
— stabilizatoare de tensiune
— de putere cu siliciu

CIRCUITE INTEGRATE

CATALOAGELE I.P.R.S. — BĂNEASA (Rezistoare, Condensatoare, Cablaje imprimate, Tranzistoare, Diode) se livrează de I.P.R.S. — BĂNEASA — Serv. DESFACERE, Str. Erou Iancu Nicolae nr. 32 BUCUREȘTI II, la primirea sumei de lei 56 prin mandat poștal.

INSTITUTUL DE CERCETARE ȘI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

Institutul decorat cu ordinul muncii clasa I

Intenționați desigur să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive !

Cu siguranță că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați în producție, pe care ați dori poate să le înlocuiți cu altele mai bune sau mai ieftine !

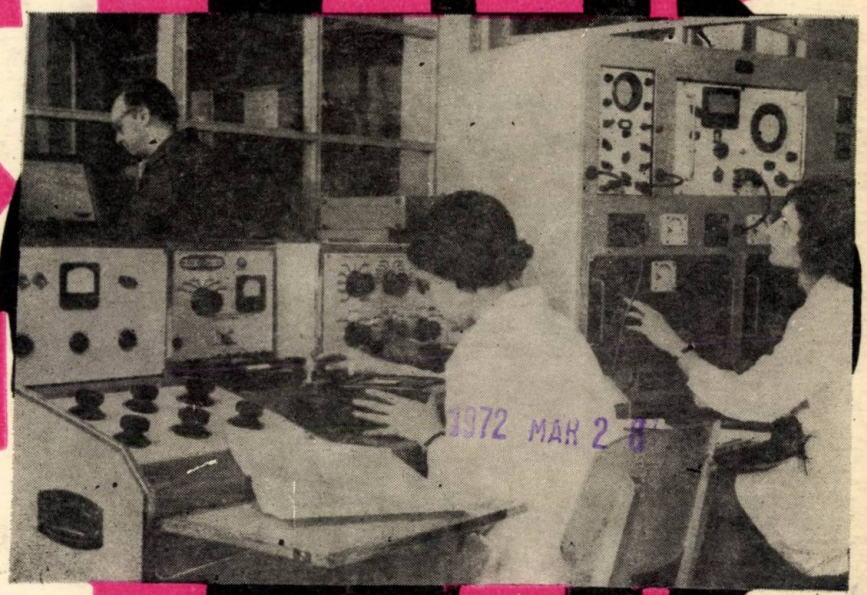
Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor dvs., doriți standuri și metode de încercări care să vă dea, în orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele !

Exportați produse. Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite ?

La toate aceste întrebări ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare și Proiectare pentru Industria Electrotehnică (ICPE) care în această perioadă își întocmește planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de încercări moderne, specialiști de înaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 20 ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteți să i-o acordați.

Telefonați la : 31.41.00



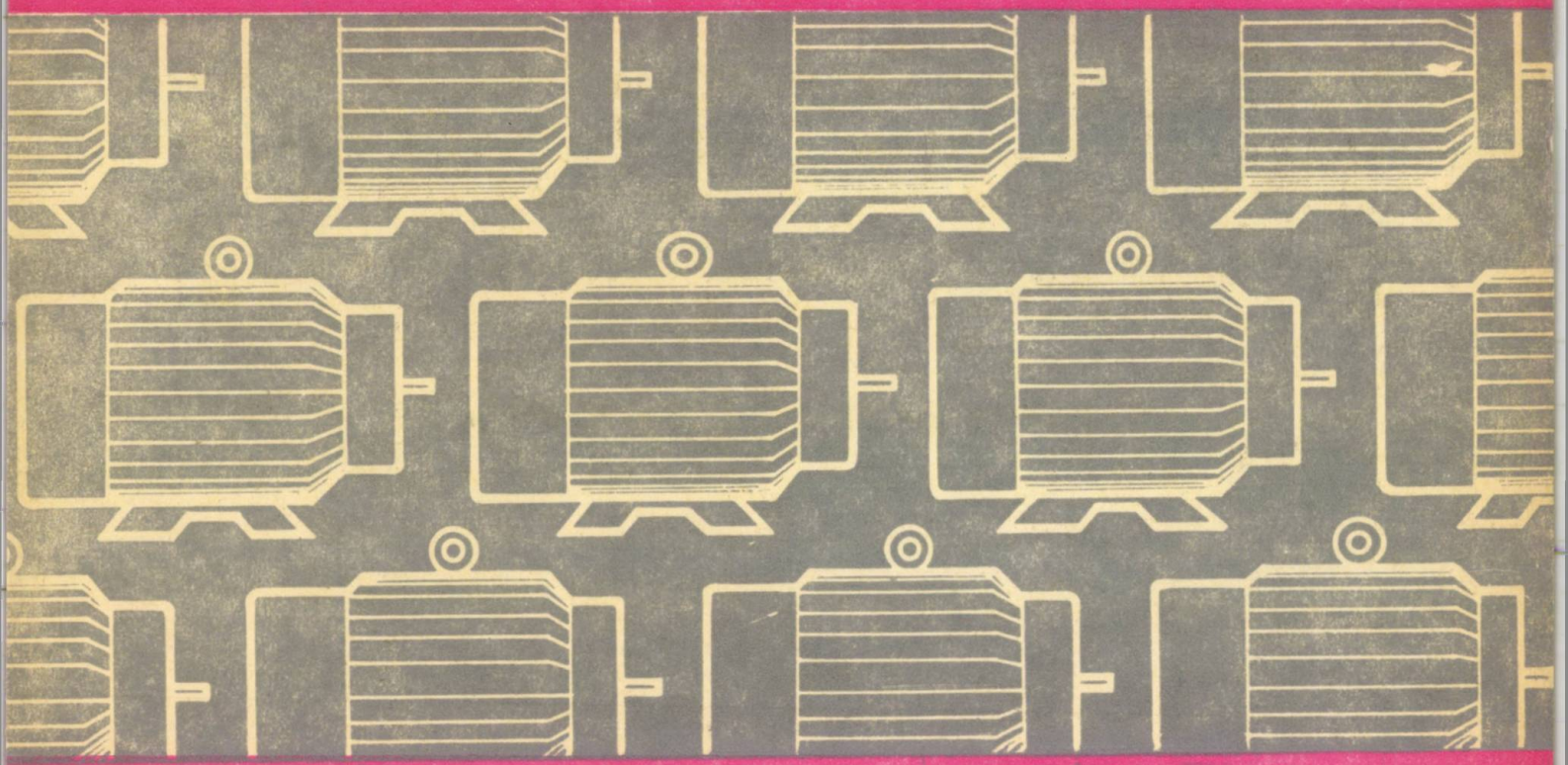
ICPE

BUCUREȘTI BD. T. VLADIMIRESCU Nr. 45—47 — Telefon ; 31.41.00

E2040

04

ELECTROTEHNICA



ELECTROTEHNICA ● BUCUREŞTI ● ANUL 20 ● Nr. 2 ● FEBRUARIE 1972

2

UZINA DE CINESCOAPE

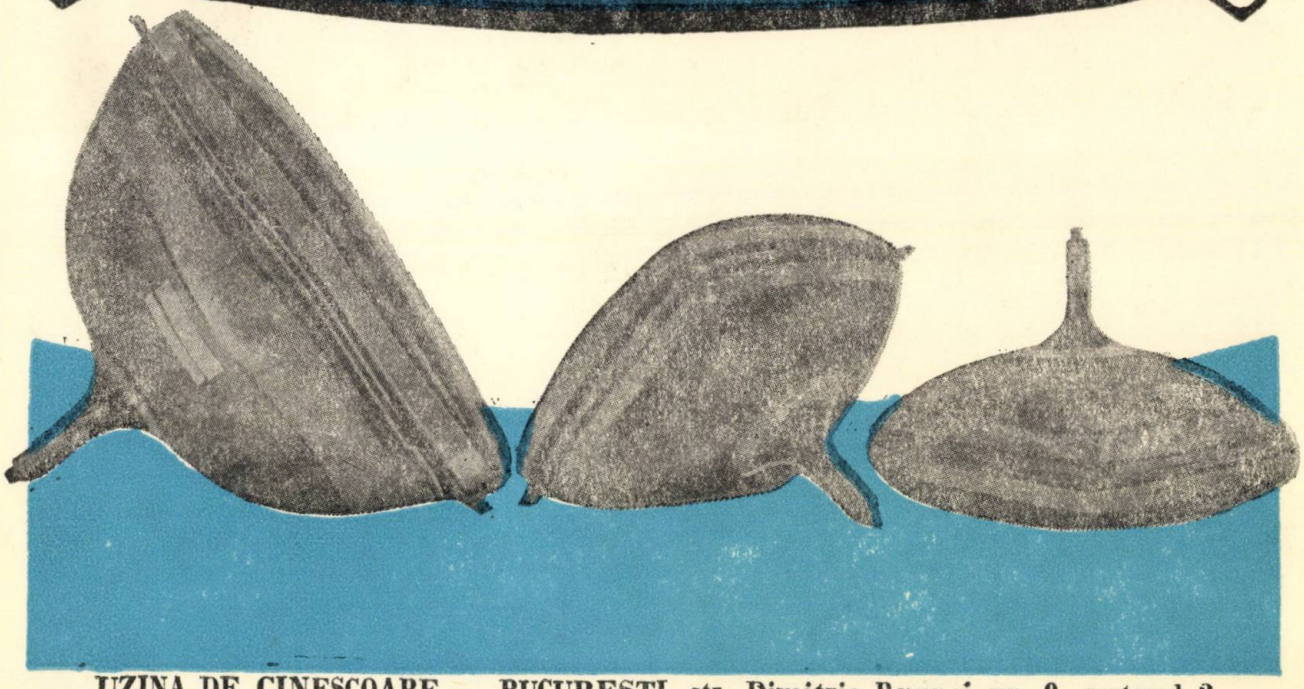
vă oferă în condiții de cea mai bună calitate

Tuburi cinescop, pentru televiziune alb-negru, cu diagonala de 47 cm (19″), 59 cm (23″), 61 cm (24″), 65 cm (25″) și unghi de deflexie 110°, cu autoprotecție la implozie.

Fabricate după licență Corning Glass Works (S.U.A.) și Standard Elektrik Lorenz (R.F.G.), calitatea tuburilor cinescop livrate de uzina noastră este asigurată în permanență și la cel mai înalt nivel tehnic.

În aceleași condiții uzina poate livra și baloane pentru tuburi cinescop.

Produsele noastre se exportă prin I.S.C.E. ELECTRONUM, București, str. Gabriel Péri 2, sectorul 1, telefon: 14.18.80, telex: 011—547 România.



UZINA DE CINESCOAPE — BUCUREȘTI, str. Dimitrie Pompei nr. 9, sectorul 2, telefon: 33.01.90, telex: 011—151 ROMÂNIA

ELECTROTEHNICA

Anul 20 Nr. 2, pag. 41 — 80 Februarie 1972

CUPRINS

CZ 621.3.013.7 :621.315.14

Titz, Gh. : **Forţele electrodinamice în sistemele trifazate, cu două conductoare în paralel pe fază.**

Electrotehnica **20**, nr. 2, febr 1972, p. 41—47

Se studiază forţele electrodinamice care se exercită într-un sistem trifazat cu două conductoare în paralel pe fază. Studiul este făcut pentru curenţi simetrici şi pentru curenţi nesimetrici. Sînt date curbele forţelor maxime pentru cîteva rapoarte între distanţele dintre conductoare.

CZ 621.313.32.016.25

Dobraniş, A. : **Funcţionarea generatoarelor sincrone de mare putere în regim de absorbţie a puterii reactive.**

Electrotehnica **20**, nr. 2, febr 1972, p. 47—52

Se analizează comportarea generatoarelor sincrone de mare putere în cazul funcţionării în regim de absorbţie a puterii reactive, scoţîndu-se în evidenţă limitările care se impun în asemenea cazuri. Se analizează apoi funcţionarea într-un astfel de regim a maşinilor sincrone cu două înfăşurări de excitaţie, punîndu-se în evidenţă comportarea îmbunătăţită a acestora în ceea ce priveşte creşterea capacităţii de absorbţie a puterii reactive. În continuare se fac cîteva consideraţii privind stabilitatea unei asemenea maşini.

CZ 621.313.333.042.12 :621.3.016.1

Fireţanu, V. şi *Stanciu, D.* : **Studiu experimental asupra cîmpului magnetic şi forţei motorului de inducţie liniar.**

Electrotehnica **20**, nr. 2, febr 1972, p. 53—57

Se analizează pe baza rezultatelor încercărilor efectuate în regim static şi dinamic, pe un motor liniar de putere medie, influenţa efectelor circuitului magnetic deschis şi al omogenităţii electrice şi magnetice a indusului asupra formei cîmpului magnetic din întrefier şi forţei rezultate. S-a efectuat un calcul simplificat al caracteristicii mecanice în baza unor ipoteze ce au rezultat în urma analizelor experimentale. Lucrarea prezintă o metodă originală de determinare a caracteristicii mecanice în lipsa unei instalaţii de încercare în regim permanent de funcţionare.

CZ 621.316.923.2.064.3 :621.317.333.83

Marinescu, I. : **Determinarea tensiunii de restabilire într-o schemă sintetică pentru încercarea siguranţelor de înaltă tensiune.**

Electrotehnica **20**, nr. 2, febr 1972, p. 57—63

Expresia tensiunii de restabilire care apare în schema sintetică pentru verificarea capacităţii de comutaţie a siguranţelor fuzibile are pe lîngă aspectul teoretic şi un pronunţat aspect practic deoarece oferă posibilitatea determinării elementelor schemei astfel încît să fie îndeplinite condiţiile impuse de norme referitoare la factorul de amplitudine şi frecvenţa proprie a circuitului. Pornind de la aceste premise se stabilesc condiţiile iniţiale capabile să satisfacă scopul urmărit şi care constau în conectarea ramurii pasive în momentul în care curentul este nul şi tensiunea la bornele capacităţii sursă are valoare maximă.

CZ 621.317.734 :621.382.3

Antoniu, M. : **Megohmmetru tranzistorizat utilizînd logometru cu resort electrostatic şi limite de măsurare finite.**

Electrotehnica **20**, nr. 2, febr 1972, p. 63—68

Se analizează funcţionarea logometrului cu resort electrostatic în schemă de megohmmetru, ajungîndu-se la concluzia că acesta asigură un cuplu stabilizat specific de peste 3 ori mai mare decît logometrul electrostatic cu variaţie de tensiune şi de peste 4 ori mai mare decît logometrul electrostatic clasic, dar că are limite de măsurare sensibil mai înguste decît ultimele două. Se dă un exemplu de calcul şi construcţie a unui megohmmetru de 2500 V cu domeniul de măsurare 5 M$\cdot\Omega \div 10^6$ MΩ în 5 trepte de sensibilitate.

CZ 621.318.423

Stoica, A. : **Tensiunea optimă de alimentare a amplificatoarelor magnetice cu autosaturaţie realizate din materiale a căror curbă de histerezis nu are forma dreptunghiulară.**

Electrotehnica **20**, nr. 2, febr 1972, p. 68—74

Se pune în evidenţă faptul că în cazul amplificatoarelor magnetice cu autosaturaţie realizate din materiale a căror curbă de histerezis nu este dreptunghiulară, majorarea pînă la un anumit nivel a tensiunii alternative de alimentare nu este însoţită numai de creşterea curentului de sarcină minim ci şi de extinderea domeniului total de variaţie a curentului de sarcină şi creşterea factorului de amplificare.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. PL. ANDRONESCU; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. șt. tehn. A. AVRAMESCU — redactor responsabil ; ing. V. BUNEA ; ing. V. CIOFU; prof. dr. doc. șt. tehn. V. CORLĂȚEANU; ing. ȘT. GROSU ; prof. dr. ing. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct ; conf. ing. G. LAZARIDE ; dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. M. OPASCHI; ing. A. POPA; prof. ing. CRISTIANA POPESCU; ing. VL. POPOVICI; academician prof. dr. doc. șt. tehn. ing. R. RĂDULEȚ ; ing R. VLĂDOIANU.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon director : 14.62.67. Redacția : București, str. Mândinești, nr. 3, sector IV ; telefon secretar general de redacție : 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon : 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala sectorului 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi : lei 100 anual ; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri : lei 30 anual. Costul unui exemplar : lei 5. Tiparul : Întreprinderea poligrafică „Informația" București, str. Brezoianu, nr. 23—25, c. 3109 *Taxe poștale plătite în numerar conform aprobării D.P.D.P. nr. 137/399/1972*

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.3.013.7 :621.315.14
Тиц, Г.: **Электродинамические силы в трехфазных системах, с двумя параллельными проводниками в одной фазе.**
Electrotehnica **20**, № 2, февр. 1972, стр.

Изучаются электродинамические силы, возникающие в трехфазной системе с двумя параллельными проводниками в одной фазе. Исследования проводились для симметрического и несимметрического тока. Приводятся кривые максимальных сил для некоторых соотношений междупроводниковых расстояний.

ДК 621.313.32.016.25
Добраниш, А.: **Работа синхронных генераторов высокой мощности в режиме поглощения реактивной мощности.**
Electrotehnica **20**, № 2, февр. 1972, стр.

Анализируется поведение синхронных генераторов высокой мощности при работе в режиме поглощения реактивной мощности, отмечая ограничения, необходимые в данных случаях. Затем анализируется работа в другом режиме синхронных машин с двумя обмотками возбуждения и отмечается лучшая их работа в отношении увеличения поглотительной способности реактивной силы.

ДК 621.313.333.042.12 :621.3.016.1
Фирецяну, В. и Станчю, Д.: **Экспериментальное исследование магнитного поля и силы индукционного линейного двигателя.**
Electrotehnica **20**, № 2, февр. 1972, стр

Рассматривается, на основе результатов исследований, проведенных в статическом и динамическом режиме, на линейном двигателе средней мощности, влияние эффекта разомкнутой магнитной цепи и электрической и магнитной однородности якоря на форму магнитного поля в воздушном зазоре и развитой силы. В работе излагается оригинальный метод определения механической характеристики в случае отсутствия установки для испытания в постоянном рабочем режиме.

ДК 621.316.923.2.064.3 :621.317.333.83
Маринеску, И: **Определение восстановливающего напряжения в синтетической схеме для испытания предохранителей высокого напряжения.**
Electrotehnica **20**, № 2, февр. 1972, стр.

Выражение восстанавливающего напряжения, возникающего в синтетической схеме для проверки коммутационной способности плавких предохранителей, имеет, наряду с теоретическим аспектом, также и явно выраженный практический аспект, т.к. позволяет определять элементы схемы, обеспечивая соблюдение условий, предъявляемых нормами, установленными для коэффициента амплитуды и собственной частоты цепи. Исходя из этих предпосылок, устанавливаются начальные условия для обеспечения намеченной цели.

ДК 621.317.734 :621.382.3
Антониу, М: **Транзисторный мегомметр при применении логометра с электростатической пружиной и конечных пределов измерения.**
Electrotehnica **20**, № 2, февр. 1972, стр.

В результате анализа работы логометра с электростатической пружиной в схеме мегомметра пришли к заключению, что этот логометр обеспечивает стабилизированный удельный момент в 3 раза больше, чем электростатический логометр с вариацией напряжения и в 4 раза больше, чем классический электростатический логометр, однако, его пределы измерения чувствительности меньше, чем у последних двух. Приводятся примеры расчета и конструкция мегомметра в 2500 в с областью измрэения $5M\Omega + 10^6 M\Omega$ в 5 ступеней чувствительности.

ДК 621.318.423
Стойка , А.: **Оптимальное напряжение питания магнитных усилителей с самонасыщением, осуществленных из материалов, гистерезисная кривая которых не имеет прямоугольной формы.**
Electrotehnica **20**, № 2, февр. 1972, стр.

Отмечается, что в случае магнитных усилителей с самонасыщением, осуществленных из материалов, гистерезисная кривая которых не прямоугольна, увеличение до определенного уровня переменного напряжения питания сопровождается не только увеличением минимального тока нагрузки, но и распространением общей области изменения тока нагрузки и увеличением коэффициента усиления.

ДОКТОРСКИЕ ● ДИССЕРТАЦИИ ● РЕЦЕНЗИИ ● ДОКЛАДЫ
КРАТКАЯ ИНФОРМАЦИЯ

INHALT

DK 621.3.013.7 :621.315.14

Titz, Gh. : **Elektrodynamische Kräfte in Drehstromsystemen mit zwei parallelen Leitern je Phase**

Electrotehnica **20**, H. 2, Febr. 1972, S. 41–47

Es werden die elektrodynamischen Kräfte untersucht, die in einem Drehstromsystem mit zwei parallelen Leitern je Phase erregt werden. Die Studie betrifft sowohl die symmetrischen als auch die nichtsymmetrischen Ströme. Der Verfasser zeichnet die Kräftekurven für eine Reihe von Verhältnissen zwischen den Leiternabständen.

DK 621.313.32.016.25

Dobraniş. A. : **Arbeitsweise leistungsstarker Synchrongeneratoren in Absorbtionsbetrieb der Reaktivkraft**

Electrotehnica **20**, H. 2, Febr. 1972, S. 47–52

Es wird das Verhalten der hochleistungsfähigen Synchrongeneratoren für den Fall, dass diese unter Bedingungen arbeiten, unter denen die Reaktivkraft absorbiert wird analysiert und die, in diesen Fällen notwendigen Begrenzungen unterstrichen. Ferner wird, unter den gleichen Bedingungen, der Betrieb von Synchronmaschinen mit zwei Erregerwicklungen analysiert und auf deren verbessertes Verhalten in bezug auf die gesteigerte Absorbtionsfähigkeit der Reaktivkraft hingewiesen.

DK 621.313.333.042.12 :621.3.016.1

Fireţeanu, V. und *Stanciu, D.* : **Experimentalstudie in bezug auf das Magnetfeld und die Kraft eines linearen Induktionsmotors**

Electrotehnica **20**, H. 2, Febr. 1972, S. 53–57

Aufgrund der Ergebnisse der Testung eines linearen mittelstarken Motors unter statischen und dynamischen Bedingungen, wird der Einfluss des offenen Magnetkreises und der elektrischen und magnetischen Homogenität des Ankers auf die Form des Magnetfeldes im Luftspalt und der entwickelten Kraft analysiert. Es handelt sich um eine neuartige Methode zur Bestimmung der mechanischen Kennzeichen für den Fall, dass keine Testanlage mit kontinuierlichen Betrebsbedingungen vorhanden ist.

DK 621.316.923.2.064.3 :621.317.333.83

Marinescu, I. : **Bestimmung der Wiederherstellungsspannung in einer synthetischen Schaltung für das Prüfen der Hochspannungssicherungen**

Electrotehnica **20**, H. 2, Febr. 1972, S. 57–63

Der Ausdruck der Wiederherstellungsspannung in einer synthetischen Schaltung für die Prüfung der Ausschaltleistung der Schmelzsicherungen weist ausser einem theoretischen Aspekt auch einen ausgesprochen praktischen Wert auf, da er die Möglichkeit bietet, die Elemente der Schaltung im Einklang mit den Normen in bezug auf den Amplitudenfaktor und die Eigenfrequenz des Stromkreises zu bestimmen. Von dieser Voraussetzung ausgehend werden die ursprünglichen Bedingungen zur Erreichung des verfolgten Ziels festgelegt.

DK 621.317.734 :621.382.3

Antoniu, M. : **Transistorierter Megohmmesser mit eingebautem Quotientenmesser mit elektrostatische Feder und Begrenzer für Finitmessung.**

Electrotehnica **20**, H. 2, Febr. 1972, S. 63–68

Der Verfasser analysiert die Arbeitsweise des Quotientenmessers mit eletrostatischer Feder in der Schaltung eines Megohmmessers, und gelangt zur Schlussfolgerung, dass dieser einen stabilisierten spezifischen Moment, dreimal so gross als eine elektrostatischer Quotientenmesser mit Spanungsschwankung und mehr als viermal so gross als ein herkömmlicher Quotientenmesser, jedoch mit wesentlich engerer Messbegrenzung, als letztere sichert. Es wird ein Beispiel zur Berechnung und dem Bau eines Megohmmessers für 2500 V mit einem Messbereich von 5 MΩ – 10^6 MΩ in fünf Empfindlichkeitsstufen angegeben.

DK 621.318.423

Stoica, A. : **Optimale Speisespannung der magentischen Verstärker mit E igensättigung, aus Werkstoffen, deren Hysteresiskurve keine rechtwinklige Form aufweist**

Electrotehnica **20**, H. 2, Febr. 1972, S. 68–74

Es wird darauf hingewiesen, dass im Falle von magnetischen Verstärkern mit Eigensättigung, die aus Werkstoffen gebaut werden, deren Hysteresiskurve nicht rechtwinklig ist, eine gewisse E. höhung der Wechselstromspannung nicht allein von einer Steigerung des minimalen Belastungsstroms sondern auch von der Ausweitung des gesamten Variationsbereichs des Belastungsstroms und dem Anwachsen des Verstärkerfaktors begleitet ist.

DOKTORANDARBEITEN ● BUCHBESPRECHUNGEN ● REFERATE ● KURZNACHRICHTEN

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 20 nr. 2 București, februarie 1972

Forțele electrodinamice în sistemele trifazate, cu două conductoare în paralel pe fază

TITZ GHEORGHE*— București

CZ 621.3.013.7:621.315.14

1. Enunțarea problemei

Atît în instalațiile electrice cît și la aparatajul electric se folosesc de multe ori căi de curent în paralel pe fază. Buna funcționare a oricărei instalații sau aparat electric este legată și de stabilitatea dinamică a sistemului în caz de avarie. Se specifică ca atare curentul de stabilitate dinamică, care este cel mai mare curent, valoare instantanee, pentru care nu apar deranjamente de ordin mecanic care să scoată sistemul din funcțiune. Evaluarea eforturilor mecanice presupune însă cunoașterea forțelor care apar. Autorul determină forța maximă care solicită calea de curent într-un sistem trifazat cu două conductoare în paralel, conductoarele fiind așezate în același plan. Cazul în care există un singur conductor pe fază a fost rezolvat [1], [2] atît pentru curent simetric (fără componentă de c.c.) cît și pentru curent asimetric (cu componentă de c.c.). Dacă sînt mai multe conductoare în paralel, problema se rezolvă în mod analog.

Ca ipoteză de calcul se va considera sistemul de conductoare filiform, rectiliniu, coplanar, cu conductoare paralele și infinit lungi față de distanțele dintre conductoare. În plus se consideră că distanța a_1, dintre conductoa-

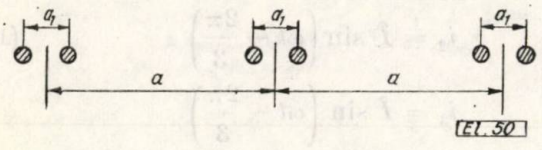


Fig. 1. Sistemul de conductoare

rele unei faze, este mică față de distanța a dintre axele fazelor. (fig. 1). În cazul în care sistemul nu mai poate fi considerat filiform pot fi aduse corecțiile indicate în [3] și [2].

* Ing. *Ghe. Titz* este asistent la Catedra de măsuri și aparate electrice din Institutul politehnic Gh. Gheorghiu-Dej, București.

Forțele care acționează asupra unei lungimi l a unui conductor au două componente și anume :

a) forța dată de celălalt conductor de pe aceeași fază și pe care o notăm cu F_a ;

b) forța dată de celelalte două faze și pe care o vom nota cu F_b.

Cele două forțe au aceeași direcție și anume perpendiculară pe conductoare și cuprinsă în planul conductoarelor. Cît privește sensul lor remarcăm că F_a nu-și schimbă sensul în timp, ea este mereu forță de atracție între cele două conductoare, pe cînd F_b își schimbă sensul în timp, funcție de semnele curenților prin cele trei faze.

Forța rezultantă asupra unui conductor va fi suma celor două componente. Modul de tratare al problemei, superpoziția, duce la aplicarea relațiilor numai în medii liniare.

Pentru a vedea la care dintre conductoare apare forța maximă, trebuie să se analizeze atît forța exercitată asupra conductoarelor unei faze laterale cît și forța exercitată asupra conductoarelor fazei centrale. Analiza trebuie efectuată în următoarele situații :

— curentul este simetric pe cele trei faze ; caz care apare în stații de încercări prin închidere sincronă a circuitului sau după amortizarea componentei de c.c. în cazul scurtcircuitelor ;

— curentul este nesimetric, avînd o componentă de c.c. care se amortizează în timp.

2. Scrierea relațiilor de calcul

Forța, valoare instantanee, care se exercită asupra unei lungimi l în cazul a două conductoare filiforme, rectilinii, paralele infinit lungi și situate în aer la distanța a unul față de celălalt, parcurse de curenții i_1 și i_2 este [2] :

$$F = \frac{\mu_0}{2\pi} i_1 i_2 \frac{l}{a}. \qquad (1)$$

Pentru scrierea relațiilor vom adopta semne pentru forțe. Ele pot fi alese arbitrar.

Dacă considerăm un sistem trifazat de curenţi de valori instantanee i_1, i_2, i_3 obţinem următoarele relaţii de bază:

2.1. *Forţele exercitate asupra conductoarelor unei faze laterale*

Forţa care se exercită între cele două conductoare 1 şi 1′ ale fazei I (fig. 2 a) are valoarea:

$$F_a = \frac{\mu_0}{2\pi}\left(\frac{i_1}{2}\right)^2 \frac{l}{a_1} = c_1\left(\frac{i_1}{2}\right)^2 \qquad (2)$$

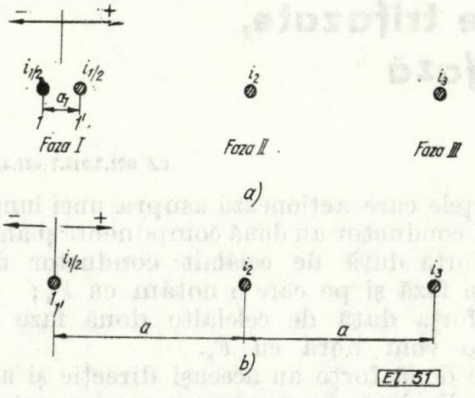


Fig. 2. Relativ la scrierea relaţiilor forţelor asupra conductoarelor fazei laterale.

unde $C_1 = \frac{\mu_0}{2\pi}\frac{l}{a_1}$ depinde numai de configuraţia sistemului.

Forţa cu care contribuie conductoarele fazei *II* şi ale fazei *III* asupra unui conductor al fazei *I* este:

$$F_b = \frac{\mu_0}{2\pi}\frac{i_1}{2} i_2 \frac{l}{a} + \frac{\mu_0}{2\pi}\frac{i_1}{2} i_3 \frac{l}{2a} = C\frac{i_1}{2}\left(i_2 + \frac{i_3}{2}\right) \qquad (3)$$

unde $C = \frac{\mu_0}{2\pi}\frac{l}{a}$.

Pentru scrierea acestei relaţii am folosit figura 2b la care am ţinut seama de ipoteza $a_1 \ll a$.

Forţa rezultantă care se exercită asupra conductorului I este:

$$F_1 = F_a + F_b \qquad (4)$$

iar forţa care se exercită asupra conductorului 1′ este:

$$F_{1'} = -F_a + F_b. \qquad (5)$$

Dacă folosim notaţia $\beta = \frac{C_1}{C} = \frac{a}{a_1}$ relaţiile (4) şi (5) mai pot fi scrise:

$$F_1 = \frac{C_1}{4}\left[i_1^2 + \frac{2}{\beta} i_1\left(i_2 + \frac{i_3}{2}\right)\right] \qquad (4')$$

şi

$$F_{1'} = \frac{C_1}{4}\left[-i_1^2 + \frac{2}{\beta} i_1\left(i_2 + \frac{i_3}{2}\right)\right]. \qquad (5')$$

2.2. *Forţele exercitate asupra conductoarelor fazei centrale*

Scrierea relaţiilor de calcul se face în mod analog cazului a).

Pentru simplificarea scrierii relaţiilor considerăm acum curentul i_1 prin faza din mijloc.

Cu ajutorul figurilor 3a şi 3b putem scrie:

$$F_a = \frac{\mu_0}{2\pi}\left(\frac{i_1}{2}\right)^2 \frac{l}{a_1} = C_1\left(\frac{i_1}{2}\right)^2 \qquad (6)$$

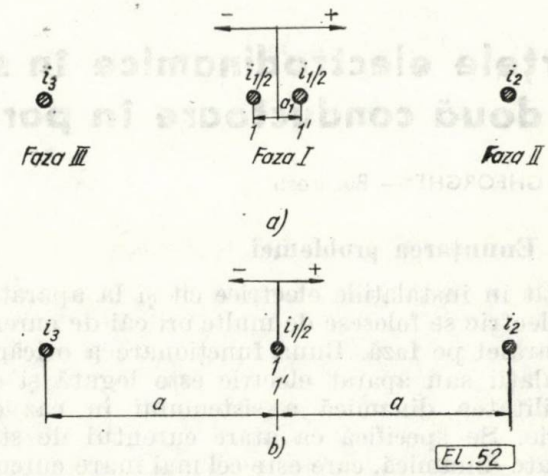


Fig. 3. Relativ la scrierea relaţiilor forţei asupra conductoarelor fazei centrale.

şi

$$F_b = \frac{\mu_0}{2\pi}\frac{i_1}{2} i_2 \frac{l}{a} - \frac{\mu_0}{2\pi}\frac{i_1}{2} i_3 \frac{l}{a} = C\frac{i_1}{2}(i_2 - i_3) \qquad (7)$$

iar

$$F_1 = F_a + F_b \qquad (8)$$

$$F_{1'} = -F_a + F_b \qquad (9)$$

sau

$$F_1 = \frac{C_1}{4}\left[i_1^2 + \frac{2}{\beta}(i_2 - i_3)\right] \qquad (8')$$

$$F_{1'} = \frac{C_1}{4}\left[-i_1^2 + \frac{2}{\beta}(i_2 - i_3)\right] \qquad (9')$$

2.3. *Curent simetric*

Curenţii prin cele trei faze sînt:

$$\begin{aligned} i_1 &= \hat{I}\sin\omega t \\ i_2 &= \hat{I}\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_3 &= \hat{I}\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \qquad (10)$$

Forţele exercitate asupra conductoarelor fazei laterale. După înlocuirea relaţiilor curenţilor (10) în relaţiile corespunzătoare ale forţelor (4′) şi (5′) (anexa 1) obţinem:

$$F_1 = \frac{C_1}{4}\hat{I}^2\left[\sin^2\omega t - \frac{2}{\beta}\left(\frac{3}{4}\sin^2\omega t + \frac{\sqrt{3}}{4}\sin\omega t\cdot\cos\omega t\right)\right]$$

și

$$F_{1'}=\frac{C_1}{4}\hat{I}^2\left[-\sin^2\omega t-\frac{2}{\beta}\left(\frac{3}{4}\sin^2\omega t+\right.\right.$$

$$\left.\left.+\frac{\sqrt{3}}{4}\sin\omega t\cdot\cos\omega t\right)\right].$$

Folosind notațiile:

$$F_0=\frac{C_1}{4}\hat{I}^2$$

$$K_1=\sin^2\omega t-\frac{2}{\beta}\left(\frac{3}{4}\sin^2\omega t+\frac{\sqrt{3}}{4}\sin\omega t\cos\omega t\right)$$

$$K_{1'}=-\sin^2\omega t-\frac{2}{\beta}\left(\frac{3}{4}\sin^2\omega t+\frac{\sqrt{3}}{4}\sin\omega t.\cos\omega t\right)$$

putem scrie în final forțele asupra celor două conductoare sub forma:

$$F_1=F_0\cdot K_1 \qquad (11)$$

$$F_{1'}=F_0\cdot K_{1'} \qquad (12)$$

unde F_0 este forța care se exercită între conductoarele 1 și 1' dacă prin fiecare trece curentul $\hat{I}/2$.

K_1 și $K_{1'}$ reprezintă contribuția celorlalte două faze.

Forțele exercitate asupra conductoarelor fazei centrale. Înlocuind acum relațiile (10) în (8') și (9') (anexa 2) obținem:

$$F_1=\frac{C_1}{4}\hat{I}^2\left(\sin^2\omega t-\frac{2}{\beta}\sqrt{3}\sin\omega t\cos\omega t\right)$$

și

$$F_{1'}=\frac{C_1}{4}\hat{I}^2\left(-\sin^2\omega t-\frac{2}{\beta}\sin\omega t.\cos\omega t\right).$$

Cu notațiile:

$$K_{1'}=\sin^2\omega t-\frac{2}{\beta}\sqrt{3}\sin\omega t.\cos\omega t$$

$$K_{1'}=-\sin^2\omega t-\frac{2}{\beta}\sqrt{3}\sin\omega t.\cos\omega t$$

avem în final:

$$F_1=F_0K_1 \qquad (11)$$

$$F_{1'}=F_0K_{1'} \qquad (12)$$

2.4. *Curent asimetric*

În acest caz curenții au următoarele expresii [2]:

$$i_1=\hat{I}\left[e^{-\lambda t}\sin\alpha+\sin(\omega t-\alpha)\right]$$

$$i_2=\hat{I}\left[e^{-\lambda t}\sin\left(\alpha+\frac{2\pi}{3}\right)+\sin\left(\omega t-\alpha-\frac{2\pi}{3}\right)\right] \qquad (13)$$

$$i_3=\hat{I}\left[e^{-\lambda t}\sin\left(\alpha-\frac{2\pi}{3}\right)+\sin\left(\omega t-\alpha+\frac{2\pi}{3}\right)\right]$$

în care: $\lambda=\frac{R}{L}$ reprezintă inversul constantei de timp a circuitului;

$\alpha=\varphi-\psi$, cu φ defazajul dintre tensiune și curent și ψ faza la conectare a tensiunii fazei I. În calcule vom considera $\lambda=22{,}31\ s^{-1}$, valoare pentru care se obține un factor de lovitură pentru curent de 1,8 (valoare maximă care se obține în practică la rețele).

Forțele asupra conductoarelor fazei laterale. Vom proceda în mod analog ca în cazul (2.3), înlocuind acum (13) în (4') și (5'). Obținem (anexa 3):

$$F_1=\frac{C_1}{4}\hat{I}^2\left(f_1^2+\frac{2}{\beta}f_1\cdot f_2\right)$$

$$F_{1'}=\frac{C_1}{4}\hat{I}^2\left(-f_1^2+\frac{2}{\beta}f_1f_2\right)$$

unde

$$f_1=e^{-\lambda t}\sin\alpha+\sin(\omega t-\alpha)$$

$$f_2=-\frac{3}{4}e^{-\lambda t}\sin\alpha+\frac{\sqrt{3}}{4}e^{-\lambda t}\cos\alpha-$$

$$-\frac{3}{4}\sin(\omega t-\alpha)-\frac{\sqrt{3}}{4}\cos(\omega t-\alpha)$$

și continuînd cu modul de scriere de la punctele anterioare rezultă:

$$K_1=f_1^2+\frac{2}{\beta}f_1f_2$$

$$K_{1'}=-f_1^2+\frac{2}{\beta}f_1f_2$$

$$F_1=F_0K_1 \qquad (14)$$

$$F_{1'}=F_0K_{1'} \qquad (15)$$

Forțele asupra conductoarelor fazei centrale. Curenții (13) înlocuiți în (8') și (9') ne dau (anexa 4):

$$F_1=\frac{C_1}{4}\hat{I}^2\left(f_1^2+\frac{2}{\beta}f_1\cdot f_2'\right)$$

$$F_{1'}=\frac{C_1}{4}\hat{I}^2\left(-f_1^2+\frac{2}{\beta}f_1\cdot f_2'\right)$$

unde f_1 are aceeași formă ca la punctul precedent

$$f_2'=\sqrt{3}e^{-\lambda t}\cos\alpha-\sqrt{3}\cos(\omega t-\alpha).$$

Cu notațiile

$$K_1=f_1^2+\frac{2}{\beta}f_1f_2'$$

$$K_{1'}=-f_1^2+\frac{2}{\beta}f_1f_2'$$

obţinem forţele asupra celor două conductoare :

$$F_1 = F_0 K_1 \tag{16}$$

$$F_{1'} = F_0 F_1' \,. \tag{17}$$

3. Calculele efectuate

Am efectuat calcule pentru următoarele valori ale lui β : 5 ; 10 ; 15 şi 20.

Studiul forţelor a constat din calcularea variaţiilor în timp a funcţiilor K_1 şi $K_{1'}$ (F_0 fiind o constantă) pentru următoarele cazuri :

— curent simetric, conductoarele fazei laterale. Rezultatele sînt date în figura 4 ;

— curent simetric, conductoarele fazei centrale. Rezultatele calculelor figura 5 ;

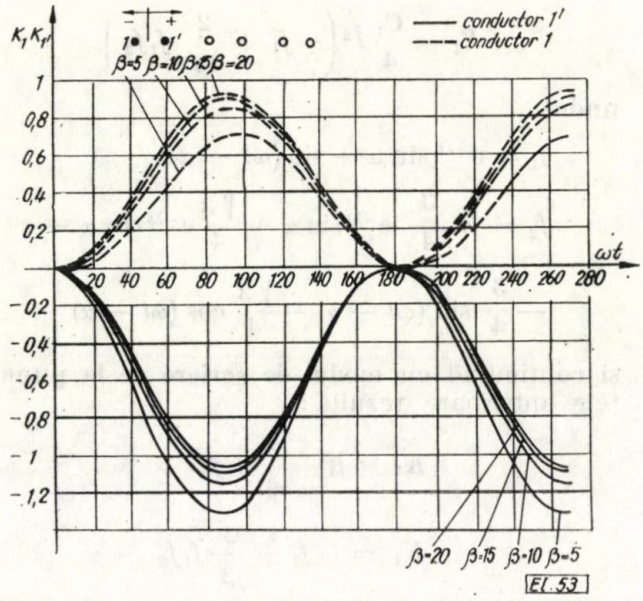


Fig. 4. Variaţia în timp a lui K_1 şi $K_{1'}$ pentru faza laterală, curent simetric.

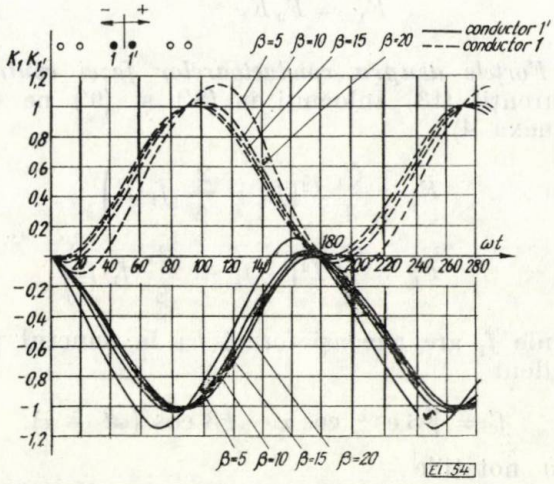


Fig. 5. Variaţia în timp a lui K_1 şi K_1' pentru faza centrală, curent simetric.

— curent asimetric, conductoarele fazei laterale. În acest caz au fost studiate funcţiile K_1 şi $K_{1'}$ pentru valori ale lui α cuprinse între 0° şi 360° (din 10 în 10°). În figura 6 sînt reprezentate numai curbele pentru care cele două funcţii iau valori maxime ;

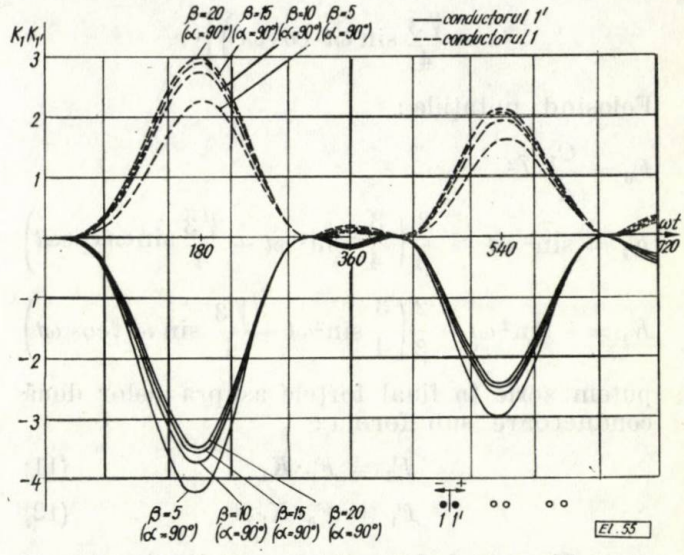


Fig. 6. Variaţia în timp a lui K_1 şi K_1' pentru faza laterală, curent asimetric.

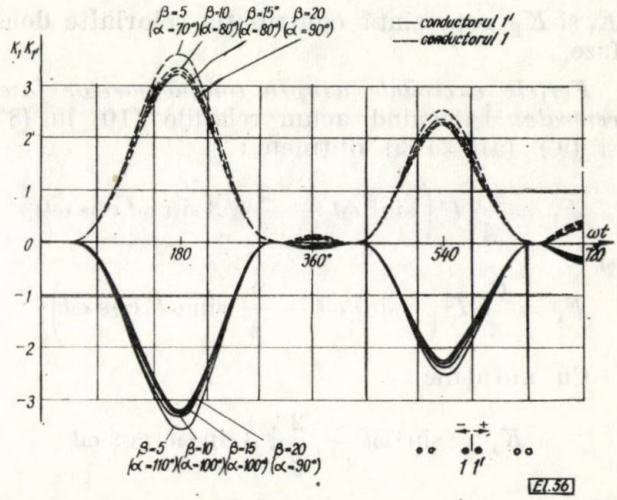


Fig. 7. Variaţia în timp a lui K_1 şi K_1' faza centrală curent asimetric.

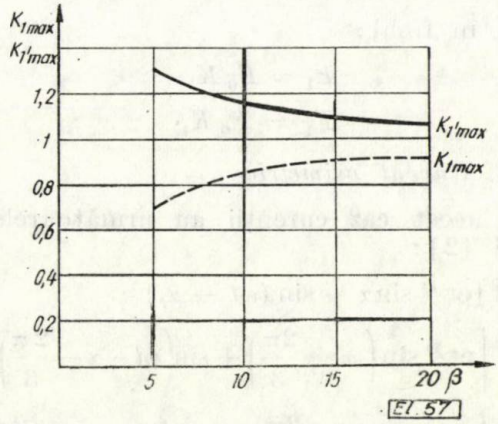


Fig. 8. Valorile maxime ale lui K_1 şi K_1' curent simetric, faza laterală.

— curent asimetric, conductoarele fazei centrale. Şi în acest caz s-au făcut calculele pentru $0° \leqslant \alpha \leqslant 360°$ (din 10 în 10°) iar în figura 7

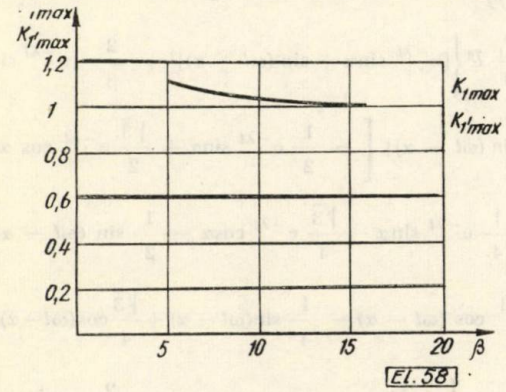


Fig. 9. Valorile maxime ale lui K_1 şi $K_{1'}$ curent simetric, faza centrală.

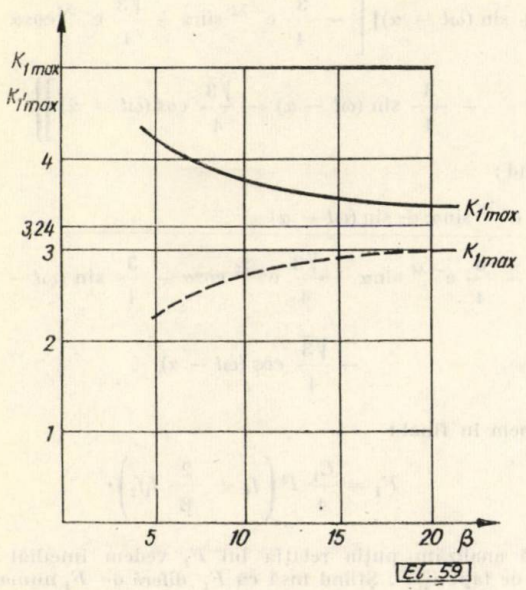


Fig. 10. Valorile maxime ale lui K_1 şi $K_{1'}$ curent asimetric, faza laterală.

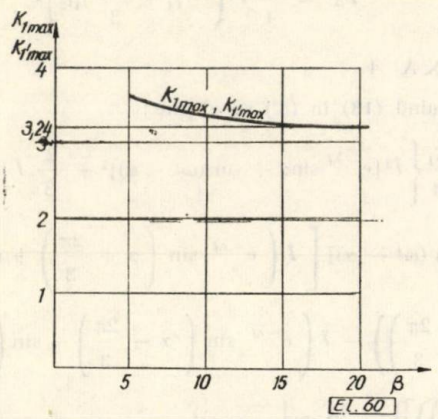


Fig. 11. Valorile maxime ale lui K_1 şi $K_{1'}$ curent asimetric, faza centrală.

sînt reprezentate curbele pentru care K_1 şi $K_{1'}$ iau valorile maxime în acest caz.

Pentru a uşura folosirea rezultatelor în practică am trasat, în funcţie de β, valorile maxime ale lui K_1 şi $K_{1'}$ pentru cazurile de mai sus. Rezultatele le avem în diagramele figurilor 8, 9, 10 şi 11.

4. Concluzii

În lucrarea de faţă sînt studiate forţele electrodinamice care se exercită asupra conductoarelor în cazul unui sistem trifazat cu două conductoare în paralel pe fază.

Analiza curbelor din figurile 4, 5, 6 şi 7 ne arată :

— forţa cea mai mare apare în cazul curentului asimetric, exercitîndu-se asupra unuia din conductoarele fazelor laterale. Valoarea maximă se obţine pentru $\alpha = 90°$ (pentru oricare β). De remarcat mai este faptul că în cazul a cîte unui singur conductor pe fază forţa maximă apare tot la scurtcircuitul asimetric, însă asupra conductorului fazei din mijloc [2];

— în cazul curentului simetric, forţa maximă apare tot asupra unui conductor al fazelor laterale ca şi în cazul unui singur conductor pe fază [2].

Din figurile 8 şi 9 rezultă că pentru curent simetric la calcularea solicitării maxime a sistemului vom folosi curba K'_{1max} din figura 8. Rezultă în continuare că, la faza din mijloc pentru $\beta \geqslant 15$ influenţa celor două faze laterale este neglijabilă, în timp ce contribuţia celorlalte două faze asupra fazei laterale mai este la $\beta = 20$ de 7%.

Concluzii similare rezultă şi din figurile 10 şi 11. Aici pentru calcule vom folosi $K_{1'max}$ din figura 10. Valoarea spre care tind K_{1max} şi $K_{1'max}$ este 3,24 care este chiar pătratul factorului de lovitură admis ($1{,}8^2 = 3{,}24$). În cazul fazei laterale contribuţia celorlalte două faze mai este pentru $\beta = 20$, 6%.

Se vede că pentru $\beta > 20$ neglijarea contribuţiei fazelor vecine este justificată.

Extrapolarea curbelor K_{1max} şi $K_{1'max}$ pentru $\beta < 5$ nu este permisă deoarece în acest caz ipoteza făcută la determinarea lui F_b, adică $a_1 << a$, nu mai este îndeplinită.

Este evident că rezultatele unor calcule folosind concluziile prezentului studiu vor fi cu atît mai apropiate de realitate cu cît problema concretă se apropie mai mult de ipotezele considerate.

Pentru efectuarea calculelor s-a folosit un calculator cifric, ceea ce a redus considerabil volumul şi timpul de muncă.

ANEXA 1.

Înlocuind (10) în (4') obținem :

$$F_1 = \frac{C_1}{4}\left[i_1^2 + \frac{2}{\beta} i_1\left(i_2 + \frac{i_3}{2}\right)\right] = \frac{C_1}{4}\left\{ \hat{I}^2 \sin^2 \omega t + \right.$$

$$\left. + \frac{2}{\beta}\hat{I}\sin\omega t\left[\hat{I}\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{\hat{I}\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)}{2}\right]\right\} =$$

$$= \frac{C_1}{4}\hat{I}^2\left[\sin^2\omega t + \frac{2}{\beta}\sin\omega t\left(\sin\omega t\cos\frac{2\pi}{3} - \right.\right.$$

$$\left.\left. - \cos\omega t\sin\frac{2\pi}{3} + \frac{\sin\omega t\cos\frac{2\pi}{3} + \cos\omega t\sin\frac{2\pi}{3}}{2}\right)\right] =$$

$$= \frac{C_1}{4}\hat{I}^2\left[\sin^2\omega t - \frac{2}{\beta}\left(\frac{3}{4}\sin^2\omega t + \frac{\sqrt{3}}{4}\sin\omega t\cos\omega t\right)\right].$$

Pentru a scrie relația lui $F_{1'}$, este suficient să observăm că (5') diferă de (4') numai prin semnul din fața lui i_1^2 deci avem :

$$F_{1'} = \frac{C_1}{4}\hat{I}^2\left[- \sin^2\omega t - \frac{2}{\beta}\left(\frac{3}{4}\sin^2\omega t + \frac{\sqrt{3}}{4}\sin\omega t\cos\omega t\right)\right].$$

ANEXA 2

Înlocuind (10) în (8') obținem :

$$F_1 = \frac{C_1}{4}\left\{\hat{I}^2\sin^2\omega t + \frac{2}{\beta}\hat{I}\sin\omega t\left[\hat{I}\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \right.\right.$$

$$\left.\left. - \hat{I}\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right]\right\} = \frac{C_1}{4}\hat{I}^2\left[\sin^2\omega t + \right.$$

$$+ \frac{2}{\beta}\sin\omega t\left(\sin\omega t\cos\frac{2\pi}{3} - \cos\omega t\sin\frac{2\pi}{3} - \right.$$

$$\left.\left. - \sin\omega t\cos\frac{2\pi}{3} - \cos\omega t\sin\frac{2\pi}{3}\right)\right] =$$

$$= \frac{C_1}{4}\hat{I}^2\left(\sin^2\omega t - \frac{2}{\beta}\sqrt{3}\sin\omega t\cos\omega t\right),$$

iar prin schimbarea de semn la $\sin^2\omega t$ obținem și pe $F_{1'}$.

$$F_{1'} = \frac{C_1}{4}\hat{I}^2\left(-\sin^2\omega t - \frac{2}{\beta}\sqrt{3}\sin\omega t\cos\omega t\right).$$

ANEXA 3

Introducînd (13) în (4') rezultă :

$$F_1 = \frac{C_1}{4}\left\{\hat{I}^2\left[e^{-\lambda t}\sin\alpha + \sin(\omega t - \alpha)\right]^2 + \frac{2}{\beta}\left[\hat{I}(e^{-\lambda t}\sin\alpha + \right.\right.$$

$$\left.\left. + \sin(\omega t - \alpha))\right]\left[\hat{I}\left(e^{-\lambda t}\sin\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\omega t - \alpha - \right.\right.\right.\right.$$

$$\left.\left.\left.\left. - \frac{2\pi}{3}\right)\right) + \hat{I}\frac{e^{-\lambda t}\sin\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\omega t - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right)}{2}\right]\right\} =$$

$$= \frac{C_1}{4}\hat{I}^2\left\{\left[e^{-\lambda t}\sin\alpha + \sin(\omega t - \alpha)\right]^2 + \frac{2}{\beta}\left[e^{-\lambda t}\sin\alpha + \right.\right.$$

$$+ \sin(\omega t - \alpha)\left]\left[- \frac{1}{2}e^{-\lambda t}\sin\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}e^{-\lambda t}\cos\alpha - \right.\right.$$

$$- \frac{1}{4}e^{-\lambda t}\sin\alpha - \frac{\sqrt{3}}{4}e^{-\lambda t}\cos\alpha - \frac{1}{2}\sin(\omega t - \alpha) -$$

$$\left.\left. - \frac{\sqrt{3}}{2}\cos(\omega t - \alpha) - \frac{1}{4}\sin(\omega t - \alpha) + \frac{\sqrt{3}}{4}\cos(\omega t - \alpha)\right]\right\} =$$

$$= \frac{C_1}{4}\hat{I}^2\left\{\left[e^{-\lambda t}\sin\alpha + \sin(\omega t - \alpha)\right]^2 + \frac{2}{\beta}\left[e^{-\lambda t}\sin\alpha + \right.\right.$$

$$+ \sin(\omega t - \alpha)\left]\left[- \frac{3}{4}e^{-\lambda t}\sin\alpha + \frac{\sqrt{3}}{4}e^{-\lambda t}\cos\alpha - \right.\right.$$

$$\left.\left. - \frac{3}{4}\sin(\omega t - \alpha) - \frac{\sqrt{3}}{4}\cos(\omega t - \alpha)\right]\right\}$$

notînd :

$$f_1 = e^{-\lambda t}\sin\alpha + \sin(\omega t - \alpha)$$

$$f_2 = - \frac{3}{4}e^{-\lambda t}\sin\alpha + \frac{\sqrt{3}}{4}e^{-\lambda t}\cos\alpha - \frac{3}{4}\sin(\omega t - \alpha) -$$

$$- \frac{\sqrt{3}}{4}\cos(\omega t - \alpha)$$

obținem în final :

$$F_1 = \frac{C_1}{4}\hat{I}^2\left(f_1 + \frac{2}{\beta}f_1 f_2\right).$$

Dacă analizăm puțin relația lui F_1 vedem imediat că f_1 este de fapt $i_1^2/\hat{I}^2$. Știind însă că $F_{1'}$ diferă de F_1 numai prin semnul lui i_1^2, deci a lui f_1 putem scrie :

$$F_{1'} = \frac{C_1}{4}\hat{I}^2\left(-f_1 + \frac{2}{\beta}f_1 f_2\right).$$

ANEXA 4

Înlocuind (13) în (8') se obține :

$$F_1 = \frac{C_1}{4}\left\{\hat{I}^2\left[e^{-\lambda t}\sin\alpha + \sin(\omega t - \alpha)\right]^2 + \frac{2}{\beta}\hat{I}\left[e^{-\lambda t}\sin\alpha + \right.\right.$$

$$+ \sin(\omega t - \alpha)\left]\left[\hat{I}\left(e^{-\lambda t}\sin\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\omega t - \right.\right.\right.\right.$$

$$\left.\left.\left.\left. - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right)\right) - \hat{I}\left(e^{-\lambda t}\sin\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\omega t - \alpha + \right.\right.\right.\right.$$

$$\left.\left.\left.\left. + \frac{2\pi}{3}\right)\right)\right]\right\} = \frac{C_1}{4}\hat{I}^2\left\{ - \left[e^{-\lambda t}\sin\alpha + \sin(\omega t - \alpha)\right]^2 + \right.$$

$$\left. + \frac{2}{\beta}\left[e^{-\lambda t}\sin\alpha + \sin(\omega t - \alpha)\right]\cdot\left[\sqrt{3}\cos\alpha\, e^{-\lambda t} - \sqrt{3}\cos(\omega t - \alpha)\right]\right\}$$

şi cu notaţiile:

$f_1 = e^{-\lambda t} \sin\alpha + \sin(\omega t - \alpha)$ deci aceeaşi ca în anexa 3, şi

$$f_2' = \sqrt{3}\, e^{-\lambda t} \cos\alpha - \sqrt{3} \cos(\omega t - \alpha)$$

rezultă:

$$F_1 = \frac{C_1}{4} I^2 \left(f_1^2 + \frac{2}{\beta} f_1 f_2' \right)$$

Dacă ţinem seama de observaţia făcută la anexa 3 deducem imediat şi relaţia lui $F_{1'}$:

$$F_{1'} = \frac{C_1}{4} I^2 \left(-f_1^2 + \frac{2}{\beta} f_1 f_2' \right).$$

Bibliografie

[1] *Lehmann, W.* Elektrodynamische Beanspruchung paralleler Leiter. In: E.T.Z.-A 76, nr. 14, 1955, p. 481–488.

[2] *Hortopan, G.* Aparate electrice. Editura Didactică şi Pedagogică. Bucureşti, 1967.

[3] *Dwight, H.B.* Geometric mean distances for rectangular conductors. In: Transactions A.I.E.E. 65, nr. 1 1964, p. 536–538.

Intrat în redacţie la 18.10.1971

Funcţionarea generatoarelor sincrone de mare putere în regim de absorbţie a puterii reactive

AUREL DOBRANIŞ*—Bucureşti

CZ 621.313.32.016.25

În ultima vreme se utilizează în mare măsură pentru transportul energiei electrice, linii de înaltă şi foarte înaltă tensiune şi, de asemenea, cabluri subterane. Aceasta a dus la modificarea necesităţilor de putere reactivă în sistemul energetic. Datorită valorilor ridicate ale capacităţilor liniilor de transmisie, în reţea apare un surplus de energie reactivă. Grupurile generatoare vor trebui deci să funcţioneze în regim capacitiv, situaţie în care se pot afla mai ales generatoarele, ce debitează pe linii de transmisia energiei, de lungime foarte mare. Apar din aceste motive, unele dificultăţi legate de încălzirea zonelor frontale ale statorului şi de menţinerea stabilităţii maşinii, în special în cazurile în care încărcarea activă ajunge la valorile minime ale graficului de sarcină.

Aceste fenomene se observă şi în cazul sistemului energetic din R.S.R., în special în cazul generatoarelor de mare putere care debitează pe linii de 220 kV sau 400 kV, cum ar fi generatoarele de la Porţile de Fier.

În lucrarea de faţă se fac cîteva consideraţii privind sporirea capacităţii de absorbţie a puterii reactive pînă la limita maximă a solicitărilor admisibile, prin eliminarea restricţiilor impuse de asigurarea stabilităţii generatoarelor sincrone de mare putere.

Limita puterii absorbite de către un generator sincron

Se consideră diagrama de funcţionare a maşinii sincrone (fig. 1) şi expresia (1) a puterii reactive Q schimbată de maşină cu reţeaua. Puterea reactivă s-a considerat pozitivă cînd circulă spre reţea.

$$Q = \frac{E_0 U_b}{x_d} \cos\delta_s - \frac{1}{2} U_b^2 \left(\frac{1}{x_q} + \frac{1}{x_d} \right) + \frac{1}{2} U_b^2 \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \cos 2\delta_s \qquad (1)$$

unde s-au notat:

Q — puterea reactivă;
E_0 — t.e.m. de mers în gol a maşinii;
U_b — tensiunea la bornele maşinii;
δ_s — unghiul intern;
x_d, x_q — reactanţele sincrone ale maşinii.

Rezistenţa indusului a fost neglijată.

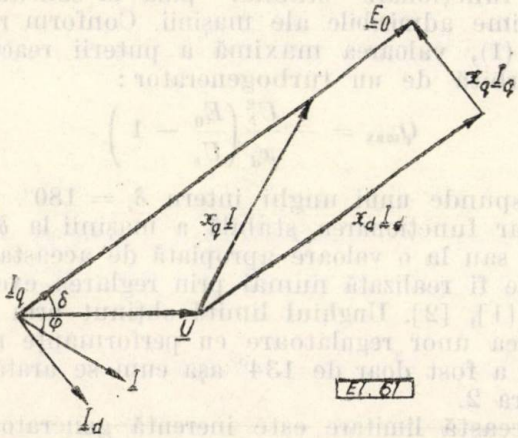


Fig. 1. Diagrama de funcţionare a maşinii sincrone.

Valoarea maximă a puterii reactive absorbită de maşină în interiorul limitelor stabilităţii „naturale", rezultă:

$$Q_{max_{st}} = -\frac{U_b^2}{x_q}. \qquad (2)$$

Luînd în consideraţie valorile ridicate ale reac-

* Ing. *A. Dobraniş* este asistent la I.P.B., Catedra de maşini electrice II.

tanţelor sincrone ale generatoarelor de construcţie modernă [7], [8], rezultă că puterea reactivă maximă absorbită reprezintă doar o fracţiune din puterea nominală.

Prin utilizarea unor regulatoare perfecţionate ale excitaţiei, se poate extinde funcţiona-

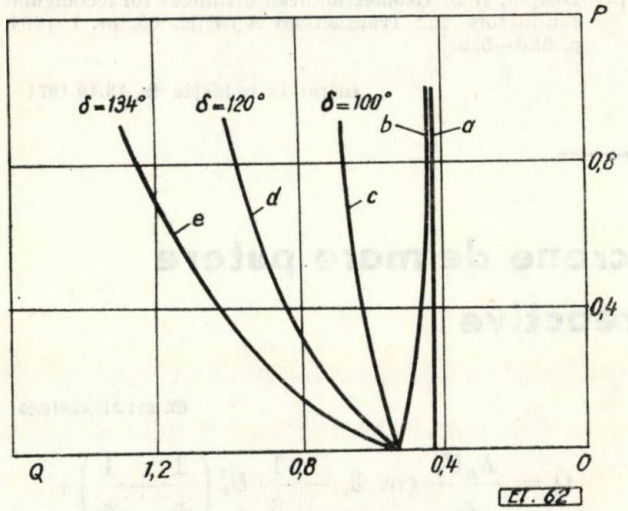


Fig. 2. Curbele stabilităţii limită [1]:
a — maşină poli înecaţi, fără regulator; *b* — maşină poli aparenţi, fără regulator; *c*, *d*, *e* — maşină poli înecaţi, cu reglaj automat al excitaţiei.

rea generatoarelor şi în afara zonei de stabilitate naturală. Semnificative în acest sens sînt rezultatele obţinute în [1], indicate în figura 2.

Se observă din figură, că în cazul scăderii sarcinii active la o valoare minimă, chiar şi cele mai perfecţionate regulatoare nu pot asigura absorbţia puterii reactive în condiţii de funcţionare stabilă, pînă la solicitările maxime admisibile ale maşinii. Conform relaţiei (1), valoarea maximă a puterii reactive absorbită de un turbogenerator:

$$Q_{max} = -\frac{U_b^2}{x_d}\left(\frac{E_0}{U_b} - 1\right) \qquad (3)$$

corespunde unui unghi intern $\delta_s = 180°$.

Dar funcţionarea stabilă a maşinii la $\delta_s = 180°$ sau la o valoare apropiată de aceasta nu poate fi realizată numai prin reglarea excitaţiei [1], [2]. Unghiul limită obţinut prin utilizarea unor regulatoare cu performanţe ridicate a fost doar de 134° aşa cum se arată în figura 2.

Această limitare este inerentă generatoarelor de construcţie clasică, în care înfăşurarea de excitaţie are un dublu rol, şi anume, atît producerea cuplului electromagnetic cît şi reglarea tensiunii, respectiv a puterii reactive. Cele două funcţiuni pot fi îndeplinite fără dificultăţi, în interiorul limitei de stabilitate, naturală, doar în cazul funcţionării generatoarelor în regimul de cedare a puterii reactive. Însă odată cu modificarea necesităţilor de putere reactivă în reţea, această funcţionare nu mai acoperă toate situaţiile întîlnite în practică, deci trebuie găsite soluţii noi pentru rezolvarea problemei.

Procedee utilizate pentru mărirea domeniului de stabilitate a generatoarelor sincrone

S-a văzut din cele expuse anterior, că pentru a realiza absorbţia unei puteri reactive de valoare importantă, unghiul intern trebuie să atingă valori în apropierea lui 180°. Ori, în acest domeniu de funcţionare, maşina depăşeşte limita stabilităţii naturale, trebuind să fie stabilizată în mod artificial. Cum stabilizarea artificială numai prin reglajul excitaţiei este imposibil de realizat la valori ale unghiului de sarcină apropiate de 180° [1], [2], au fost propuse alte metode.

În [2] analizîndu-se posibilitatea creşterii capacităţii de absorbţie a puterii reactive a unui compensator sincron, se propune o soluţie care asigură funcţionarea stabilă a maşinii la orice valoare a unghiului de sarcină. Aceasta se realizează prin utilizarea unui motor de curent continuu cuplat pe arborele compensatorului, al cărui cuplu este comandat în funcţie de valoarea unghiului intern. Metoda fiind relativ complicată, nu a fost aplicată în practică.

Mai tîrziu a apărut în literatura de specialitate ideea utilizării mai multor înfăşurări de excitaţie pe rotorul maşinilor sincrone. Astfel în [3] se propune utilizarea a două înfăşurări de excitaţie, utilizarea celei de a doua înfăşurări fiind însă limitată doar în cazul anumitor regimuri tranzitorii.

Cercetări mai recente pun în evidenţă alte noi posibilităţi ale maşinilor sincrone cu două înfăşurări de excitaţie pe rotor. Astfel [4] propune utilizarea permanentă a celei de a doua înfăşurări, menţionînd totodată şi posibilitatea de a se creşte capacitatea de absorbţie a puterii reactive cu un astfel de sistem.

Între aceste preocupări, trebuie de asemenea menţionată lucrarea [5] referitoare la maşina sincronă asincronizată, unde prin comanda corespunzătoare a înfăşurărilor de excitaţie, apare posibilitatea obţinerii unei alunecări variabile. Prin aceasta se elimină problema stabilităţii sincrone şi totodată se poate realiza reglarea comodă a puterii reactive. Nici această soluţie nu a fost aplicată în practică, necesitînd injectarea unei puteri foarte mari pe partea rotorului.

Singura soluţie care prezintă interes practic este cea din [4]. În literatură sînt deja menţionate încercări de realizare practică a acestei soluţii [6].

Principiul de funcţionare al maşinii sincrone cu două înfăşurări de excitaţie

Realizarea excitării generatoarelor sincrone după două direcţii, a avut în vedere separarea celor două funcţiuni ale înfăşurării de excita-

ţie. Astfel, producerea cuplului electromagnetic este asigurată de către una din înfăşurări, numită înfăşurare „de cuplu" (*c*), iar funcţiunea reglării puterii reactive, respectiv tensiunii, revine celei de a doua înfăşurări, numită înfăşurare „reactivă" (*r*). Cele două înfăşurări

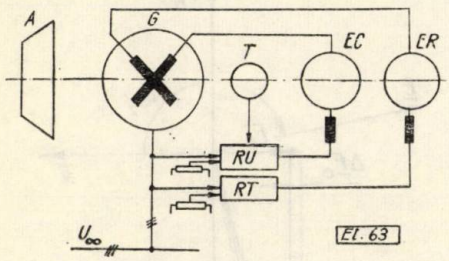


Fig. 3. Schema-bloc principială a unui generator cu două înfăşurări de excitaţie :

A — turbina ; *G* — generatorul ; *T* — traductor de unghi ; *EC* — excitatoarea înfăşurării de cuplu ; *ER* — excitatoarea înfăşurării reactive ; *RU*, *RT* — regulatoare de unghi şi de tensiune.

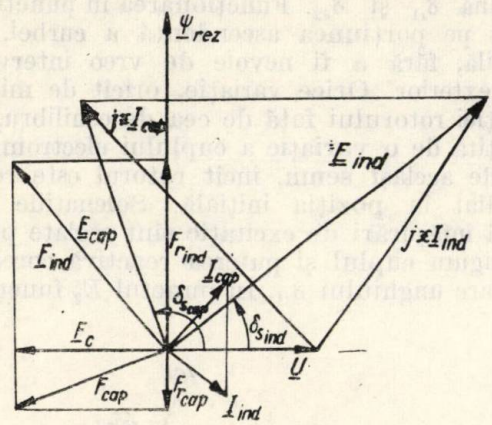
dispuse pe rotor, sînt decalate între ele cu un unghi, care principial poate avea orice valoare, avînd posibilitatea ca la realizarea lor să luăm în consideraţie şi unele condiţii suplimentare, cum ar fi cele legate de optimizarea utilizării coroanei dentare rotorice. Schema bloc a unui generator sincron cu sistem de excitaţie după două direcţii este indicată în figura 3.
Cele două înfăşurări de excitaţie sînt alimentate şi comandate separat. Prin aceasta se obţine reglarea forţei magnetomotoare nu numai ca amplitudine, ci şi ca orientare faţă de rotor.

Superioritatea maşinilor cu două înfăşurări de excitaţie pe rotor constă tocmai în eliberarea legăturii rigide dintre axa cîmpului inductor şi axele geometrice ale rotorului. În construcţia clasică, schimbarea poziţiei cîmpului inductor faţă de cîmpul rezultant din întrefier, poate avea loc numai odată cu schimbarea poziţiei întregului ansamblu rotoric. Deci orice variaţie de sarcină producea inevitabil şi o variaţie a poziţiei rotorului faţă de cîmpul rezultant, însoţită întotdeauna de oscilaţii.

La maşina cu două înfăşurări de excitaţie, poziţia cîmpului inductor se poate schimba fără modificarea poziţiei rotorului, eliminîndu-se astfel inerţia maselor rotorice în mişcare.

În continuare trebuie stabilit modul de reglare a celor doi curenţi. Acesta rezultă din condiţia separării celor două funcţiuni ale înfăşurării de excitaţie. Astfel înfăşurarea reactivă va trebui să regleze numai puterea reactivă, respectiv tensiunea maşinii, deci curentul ei va trebui reglat proporţional cu puterea reactivă, respectiv tensiunea la borne, aşa cum se arată în figura 3. Pentru ca variaţiile fluxului înfăşurării reactive să producă numai reglarea puterii reactive, respectiv tensiunii, fără a se modifica cuplul electromagnetic, trebuie ca axa acestei înfăşurări să se afle în permanenţă pe direcţia fluxului rezultant din maşină. Deci axa ei, şi odată cu ea întreg rotorul, vor rămîne mereu în aceeaşi poziţie faţă de cîmpul învîrtitor rezultant. Această condiţie poate fi realizată dacă înfăşurarea de cuplu este parcursă de un curent a cărui valoare să asigure în orice moment producerea unui cuplu electromagnetic corespunzător sarcinii maşinii. Deci curentul înfăşurării de cuplu va trebui să urmărească variaţiile sarcinii active ale maşinii, astfel încît să menţină neschimbată poziţia rotorului faţă de cîmpul rezultant din întrefier, indiferent de valoarea sarcinii.

Pentru exemplificarea celor prezentate, s-a considerat, în figura 4a, diagrama fazorială a unei maşini sincrone cu două înfăşurări de excitaţie, în cazul modificării sarcinii reactive. S-au considerat cele două înfăşurări identice şi dispuse la un unghi de 90°. Se observă că la trecerea de la funcţionarea inductivă la cea capacitivă, în condiţiile sarcinii active



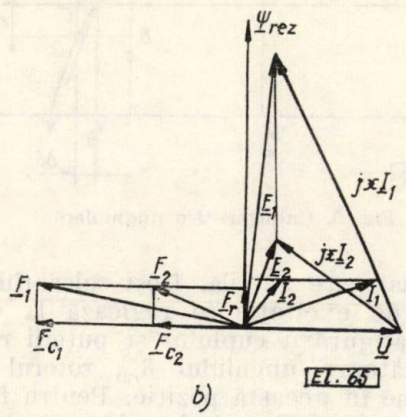


Fig. 4. Diagrama de funcţionare a maşinii sincrone cu două înfăşurări de excitaţie :

a — la sarcină activă constantă ; *b* — la sarcină reactivă constantă.

constante, solenaţia înfăşurării de excitaţie reactive „*r*", s-a modificat atît ca valoare cît şi ca semn, pe cînd cea a înfăşurării de cuplu

„c" a rămas neschimbată. Schimbarea valorii unghiului intern de la δ_{sind} la δ_{scap} a avut loc fără modificarea poziției geometrice a rotorului.

În figura 4b s-a considerat diagrama fazorială a aceleiași mașini în cazul modificării sarcinii active. În acest caz solenația înfășurării reactive „r" rămîne neschimbată, în timp ce solenația înfășurării de cuplu „c" trebuie modificată ca valoare, așa încît la schimbarea valorii unghiului de sarcină, rotorul să rămînă în aceeași poziție geometrică față de cîmpul rezultant din mașină.

Stabilitatea statică a mașinii sincrone cu două înfășurări de excitație

Considerăm caracteristica unghiulară reprezentată în figura 5.
La un cuplu de sarcină dat M_0 corespund două stări de echilibru posibil, reprezentate prin punctele E_1 și E_2, corespunzătoare unghiurilor de sarcină δ_{s1} și δ_{s2}. Funcționarea în punctul E_1, aflat pe porțiunea ascendentă a curbei, este stabilă, fără a fi nevoie de vreo intervenție din exterior. Orice variație, oricît de mică, a poziției rotorului față de cea de echilibru, este însoțită de o variație a cuplului electromagnetic de același semn, încît rotorul este readus imediat în poziția inițială. Solenațiile celor două înfășurări de excitație sînt reglate pentru a asigura cuplul și puterea reactivă corespunzătoare unghiului δ_{s1}. În punctul E_2 funcționarea nu mai este stabilă. Deși solenațiile înfășurărilor de excitație se reglează la valorile necesare asigurării cuplului și puterii reactive corespunzătoare unghiului δ_{s2}, rotorul nu se va menține în această poziție. Pentru funcționarea în punctul E_2 trebuie asigurată stabilizarea artificială. În cazul mașinii sincrone cu două înfășurări de excitație, aceasta se poate face prin reglajul automat al unghiului geometric al rotorului față de cîmpul rezultant din întrefier. Solenațiile F_c, a înfășurării de cuplu și, F_r, a înfășurării reactive, sînt reglate astfel

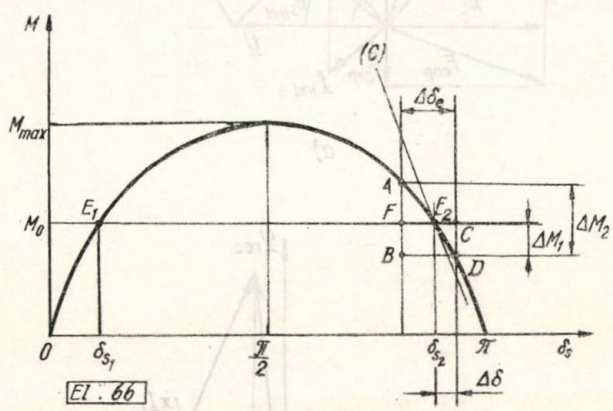


Fig. 5. Caracteristica unghiulară.

încît să asigure cuplul și puterea reactivă corespunzătoare unui unghi de sarcină δ_{s2} (figura 6). Asupra lui F_c acționează și un reglaj automat după abaterea poziției geometrice a rotorului față de cîmpul rezultant din întrefier. Această

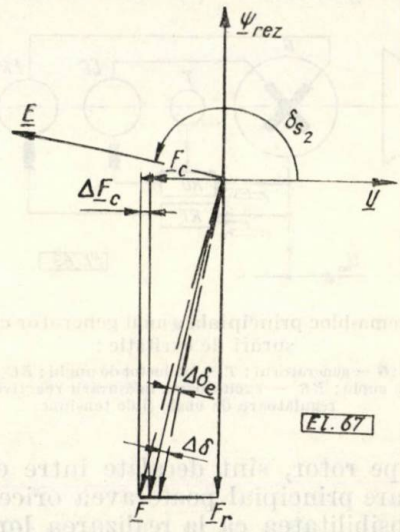


Fig. 6. Reglajul automat al solenației înfășurării de cuplu.

abatere poate fi ușor sesizată de un traductor de unghi geometric, ca în figura 3. Presupunem o mică abatere a unghiului rotorului cu $\Delta\delta$ în sensul creșterii lui δ_{s2} (figura 6). Pe arbore apare un cuplu accelerator proporțional cu segmentul CD din figura 5, datorită scăderii cuplului electromagnetic cu ΔM_1. Cuplul accelerator are tendința de a mări în continuare unghiul dintre axele geometrice ale rotorului și cîmpul rezultant din întrefier. Însă intervine reglajul automat care împiedică acest lucru. Traductorul de unghi sesizează schimbarea poziției geometrice a rotorului transmițînd semnalul către regulator. La rîndul lui regulatorul acționează asupra excitației excitatoarei înfășurării de cuplu, în sensul creșterii valorii acesteia cu ΔF_c, producînd astfel schimbarea poziției forței magnetomotoare inductoare rezultante din rotor cu unghiul $\Delta\delta_e$ în sensul descreșterii lui δ_{s2} (figura 6). Dacă parametrii sistemului de reglare sînt aleși așa încît să se realizeze condiția $\Delta\delta_e > \Delta\delta$, va rezulta un cuplu frînant $|\Delta M| = |\Delta M_2| - |\Delta M_1|$, proporțional cu segmentul AF, care va căuta să aducă rotorul în poziția inițială.

Stabilitatea artificială în punctul E_2 are loc dacă între segmentele AB și CD din figura 6, există relația :

$$AB > CD,$$

adică :

$$\Delta M_2 > \Delta M_1. \qquad (4)$$

Aceasta înseamnă că panta K_r a caracteristicii regulatorului trebuie să satisfacă relația :

$$K_r = \frac{\Delta M_2}{\Delta\delta} > M_{max} |\cos \delta_{s2}|. \qquad (5)$$

Curba (C) din figura 5 reprezintă caracteristica regulatorului. Modificarea semnalului de referință al regulatorului înfășurării de cuplu duce la deplasarea caracteristicii (*C*) paralel cu ea însăși. S-a neglijat variația foarte mică a amplitudinii caracteristicii unghiulare la micile variații ale solenației F_c. Aproximația este admisibilă mai ales în cazul unghiurilor de sarcină δ_s apropiate de 180°.

Pentru a determina limitele valorilor parametrilor regulatorului, care conduc la o funcționare stabilă a sistemului, la unghiuri de sarcină mai mari decît 90°, trebuie luate în considerație funcțiile de transfer ale elementelor ce intervin în schema de reglare automată a unghiului geometric al rotorului față de cîmpul rezultant din întrefier. Presupunem că se utilizează un regulator proporțional-diferențial, a cărui funcție de transfer [10] este de forma:

$$Y(p) = K_r(1 + p\,T_r). \tag{6}$$

Ecuația de mișcare a rotorului, în ipoteza neglijării cuplurilor de amortizare și frecare, este:

$$J\,\frac{\mathrm{d}_2\delta_s}{\mathrm{d}t_2} + M_e = M_m \tag{7}$$

în care J este momentul de inerție al maselor în rotație iar M_e și M_m cuplul electromagnetic, respectiv mecanic.

Liniarizînd ecuația (7) în jurul punctului de funcționare E_2 din figura 5, se obține din dezvoltarea în serie, următoarea relație:

$$J\,\frac{\mathrm{d}^2\Delta\delta_s}{\mathrm{d}t^2} = \Delta M_m - M_{\max}\cos\delta_{s2}. \tag{8}$$

Pe baza relației (8), schema funcțională a mașinii sincrone este cea din figura 7.

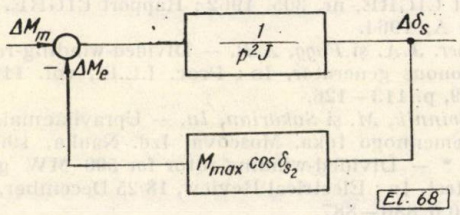


Fig. 7. Schema — bloc simplificată a generatorului sincron.

Luînd în considerație și reacția regulatorului care acționează asupra excitatoarei înfășurării de cuplu (ca în figura 3), schema-bloc a întregului ansamblu este cea din figura 8. Mărimile T_c, T_e, T_r din figura 8, reprezintă constantele de timp ale înfășurării de excitație de cuplu, excitatoarei, respectiv regulatorului, iar K_r factorul de amplificare al regulatorului. Ecuația caracteristică a sistemului din figura 8 este:

$$H(p) = J\cdot T_c\cdot T_e\cdot p^4 + J\cdot(T_c + T_e)\cdot p^3 + (J + M_{\max}\cos\delta_{s2}T_cT_e)\cdot p^2 + [K_r\cdot T_r + M_{\max}\cos\delta_{s2}(T_c+T_e)]\cdot p + K_r + M_{\max}\cdot\cos\delta_2. \tag{9}$$

Aplicînd ecuației (9) criteriul Routh-Hurwitz, rezultă condițiile de funcționare stabilă a sis-

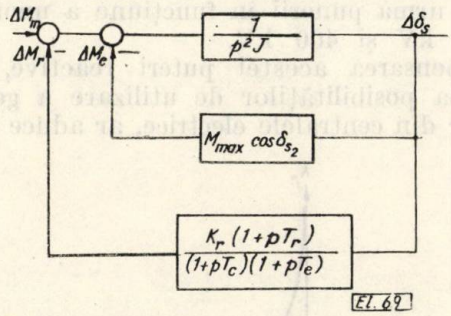


Fig. 8. Schema bloc a sistemului de reglaj a excitației de cuplu.

temului, exprimate de relațiile următoare:

$$c\cdot J > 0 \tag{10}$$

$$b\cdot J > 0 \tag{11}$$

$$T_r\cdot K_r + \frac{b\cdot(J-a)}{c} > 0 \tag{12}$$

$$2\cdot J - a > 0 \tag{13}$$

$$K_r + \frac{J-a}{c} > 0 \tag{14}$$

$$c\cdot J\cdot T_r^2\cdot K_r^2 - a\cdot b\cdot J\cdot T_r\cdot K_r + b^2\cdot J^2\cdot K_r < 0 \tag{15}$$

în care s-au făcut următoarele notații:

$$\begin{cases} J - T_c\cdot T_e\cdot M_{\max}\cdot\cos\delta_{s2} = a \\ T_c + T_c = b \\ T_c\cdot T_e = c. \end{cases} \tag{16}$$

Condițiile (10) și (11) sînt banale, ele fiind identic îndeplinite. Inegalitatea (13) fixează limitele superioare ale constantelor de timp ale excitatoarei și înfășurării de excitație de cuplu. Relațiile (12), (14) și (15) în care intervin parametrii regulatorului, determină în planul T_r, K_r, domeniul de funcționare stabilă a sistemului (zona haşurată din fig. 9). Relația (12) este figurată în plan printr-o hiperbolă avînd ca asimptote axele de coordonate. Dreapta, paralelă cu axa OT_r reprezintă condiția (14). Inegalitatea (15) conduce la o curbă de gradul patru degenerată într-o cubică cu 2 ramuri și o dreaptă (axa OT_r). Rezultă domeniul de stabilitate figurat prin zona haşurată. Domeniul fiind măsurabil Jordan, ambele valori T_r și K_r ale parametrilor regulatorului sînt limitate atît inferior cît și superior. Se observă că aceste limite sînt dependente de valorile parametrilor generatorului.

Considerații economice privind aplicarea în practică a soluției

Necesitatea compensării excedentului de putere reactivă din rețea este deja cunoscută, caracterul capacitiv al rețelelor electrice accen-

tuîndu-se pe măsura dezvoltării sistemului energetic. Asemenea fenomene se manifestă şi în sistemul energetic al ţării noastre, îndeosebi în urma punerii în funcţiune a unor linii de 220 kV şi 400 kV.

Compensarea acestei puteri reactive, prin creşterea posibilităţilor de utilizare a generatoarelor din centralele electrice, ar aduce avan-

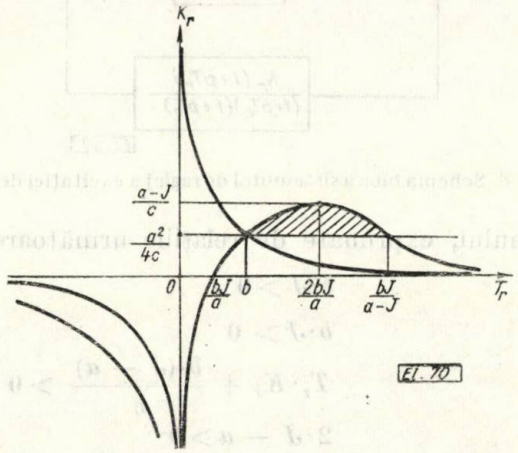


Fig. 9. Domeniul de stabilitate a sistemului de reglaj.

taje economice importante. Prin utilizarea construcţiei cu două înfăşurări de excitaţie, generatoarele sincrone din centrale pot realiza absorbţia puterii reactive fără a mai fi limitate de condiţiile de stabilitate. Acest fapt permitii eliminarea necesităţii oricăror alte instalaţe de compensare a excedentului de putere reactivă, reducîndu-se astfel cheltuielile cu acestea.

Creşterea complexităţii construcţiei rotorice majorează preţul generatorului, dar această majorare este situată cu mult sub limita cheltuielilor cu alte tipuri de instalaţii de compensare. După date menţionate în literatura de specialitate, se estimează că absorbţia energiei reactive cu ajutorul generatoarelor sincrone cu două înfăşurări de excitaţie ar costa de aproximativ două ori mai puţin decît în cazul utilizării altor soluţii.

De asemenea trebuie considerat faptul că utilizarea soluţiei cu două înfăşurări de excitaţie, permite un reglaj mult mai eficient şi comod al puterii reactive a generatoarelor sincrone.

În baza celor stabilite în această lucrare am realizat un generator model cu o putere de bază de 3 kVA, prevăzut cu două înfăşurări de excitaţie identice, dispuse la un unghi de 90°, ai cărui parametri modelează un turbogenerator de mare putere. Rezultatele experimentale ale încercării acestuia, urmează a fi prezentate într-o lucrare viitoare.

Concluzii

— Pe măsura dezvoltării sistemului energetic, odată cu creşterea dimensiunilor şi tensiunii liniilor de transmisia energiei electrice, în reţea apare în unele situaţii un excedent important de putere reactivă, ceea ce face ca în aceste situaţii generatoarele sincrone din centralele electrice să lucreze în regim capacitiv.

— Utilizînd două înfăşurări de excitaţie pe rotorul generatoarelor de mare putere, se elimină limitările impuse absorbţiei de putere reactivă de către condiţiile de stabilitate.

— Generatoarele sincrone cu două înfăşurări de excitaţie pot funcţiona stabil şi în domeniul unghiurilor de sarcină ce depăşesc 90°, alegînd în mod corespunzător parametrii regulatorului automat al excitaţiei de cuplu.

— Aplicarea în practică a soluţiei excitării generatoarelor sincrone după două direcţii, prezintă numeroase avantaje tehnice şi economice.

Bibliografie

[1] *Jacovides, L.J.* şi *Adkins, B.* Effect of excitation regulation on synchronous-machine stability. In : Proc. I.E.E., vol. 113, nr. 6, iunie 1966, p. 1021—1034.

[2] *Pedro, M. Del* şi *Wavre, A.* Stabilisation artificielle d'un compensateur synchrone par l'asservissement d'un couple moteur à son angle polaire. In : Rapport CIGRE, nr. 128, 1958.

[3] *Hamdi-Sepen, C.* Procédé pour augmenter les puissances limites transmissibles par les lignes de transport d'énergie à courant alternatif en régime transitoire. In : Rapport CIGRE, nr. 305, 1962; Rapport CIGRE, nr. 304, 304 A, 1964.

[4] *Soper. J.A.* şi *Fagg, A.R.* — Divided-winding-rotor synchronous generator. In : Proc. I.E.E., vol. 116, nr. 1, 1969, p. 113—126.

[5] *Bolvinnik, M.* şi *Sakarian, Iu.* — Upravliaemaia maşina peremennogo toka. Moscova, Izd. Nauka, 1969.

[6] * * * — Divided-winding-rotor for 500 MW generator on test. In : Electrical Review, 18/25 December, nr. 187, 1970, p. 886—887.

[7] *Corlăţeanu, V.* Tendinţe noi în proiectarea şi construcţia maşinilor sincrone de putere mare. In : Electrotehnica, 11, nr. 2, 1963, p. 41—49.

[8] *Apetrei, C.* Variaţia indicilor tehnico-economici ai maşinilor cu sistem de răcire direct. In : Studii şi cercetări de energetică, IX, nr. 4, 1959, p. 681—698.

[9] *Crary, S.* Power system stability, vol. I, II. New York, John Wiley & Sons.

[10] *Papadache, I.* ş.a. Regulatoare electronice, Bucureşti, Ed. tehnică, 1966.

Intrat în redacţie la 5. IX. 1971

Studiu experimental asupra cîmpului magnetic şi forţei motorului de inducţie liniar

VIRGILIU FIREŢEANU şi DUMITRU STANCIU* — Bucureşti

CZ 621.313.333.042.12:621.3.016.1

1. Generalităţi

S-au efctuat pînă în prezent studii teoretice aprofundate asupra fenomenelor specifice maşinilor de inducţie cu circuit magnetic deschis şi indus masiv [3], [4], [5], [6], [7], [9]. Unele, analizează cîmpul electromagnetic şi forţa dezvoltată de motorul liniar luînd în considerare, ori efectul de margine transversal [4], [8], ori efectul de margine longitudinal [9], [7], altele ţin cont de efectul refulării curentului în indusul masiv [3], în sfîrşit alte lucrări, printre care şi [6], fac un studiu complet din punctul de vedere al efectelor ce apar în funcţionarea maşinii liniare de inducţie. Fiecare dintre lucrările de mai sus, pornind de la anumite ipoteze, determină în final relaţii de calcul sau coeficienţi de corecţie pentru elementele schemei echivalente a maşinii de inducţie.

Aşa cum rezultă din studiile teoretice şi se constată experimental, influenţele lăţimii finite a indusului, a grosimii acestuia şi a circuitului magnetic deschis sînt funcţie de dimensiunile fizice, de caracteristicile electromagnetice şi de condiţiile de funcţionare ale maşini liniare. Practic, la o maşină dată, unul dintre aceste efecte poate fi pronunţat, altul nesemnificativ aşa încît prin proiectare va trebui să se determine soluţia care conduce la performanţele optime pentru scopul urmărit.

Lucrarea de faţă este rezultatul unor amănunţite analize experimentale, prin care s-au urmărit, în primul rînd, să se verifice o teorie proprie, simplificată, asupra cîmpului magnetic şi forţei dezvoltată de un motor de inducţie liniar, în al doilea rînd să se tragă concluzii asupra variantelor optime pentru putere, viteză şi condiţii de funcţionare date.

2. Maşina liniară de inducţie pentru studii experimentale

Întrucît influenţele lungimii şi lăţimii finite asupra forţei cîmpului magnetic sînt greu sesizabile la maşinile liniare de puteri şi viteze mici, şi ţinînd seama de complicaţiile pe care le implică construcţia şi încercarea unor maşini de puteri şi viteze mari, s-a proiectat şi construit în laboratorul de maşini electrice din Institutul politehnic Bucureşti un motor liniar care dezvoltă o putere nominală, $P_n = 2$kW, avînd viteza de sincronism $v_s = 7{,}2$ m/s. Indusul este din cupru de lăţime $v_1 = 113$ mm şi grosime $\Delta = 3$ mm şi se află situat într-un întrefier $\delta = 5$ mm. Pe fiecare dintre cele două armături inductoare sînt practicate $Z = 48$ crestături şi se poate dispune o înfăşurare trifazată cu 2,3 sau 4 perechi de poli. Încercările s-au efectuat pentru înfăşurarea cu 3 perechi de poli (fig. 1a) cu $w = 372$ spire de fază, la care, în scopul reducerii efectului de margine longitudinal, în primele şi ultimele 5 crestături se află o singură latură de bobină. În figura 1b şi c s-au reprezentat tensiunea magnetică a

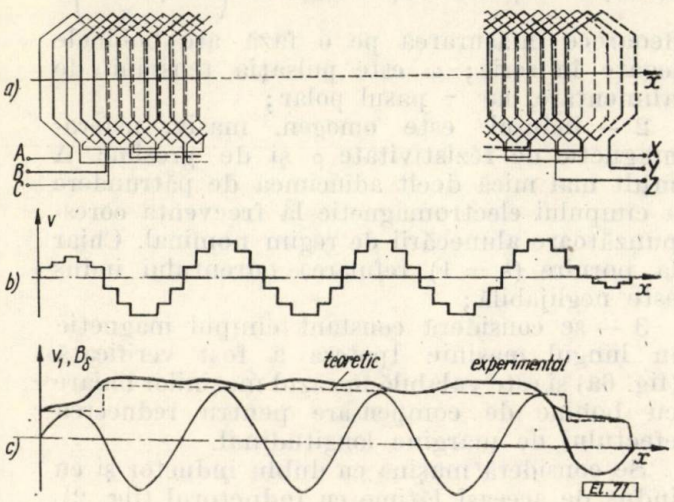


Fig. 1. a) Schema de înfăşurare a motorului liniar pentru studii experimentale; b) tensiunea magnetică în întrefier, în lungul maşinii; c) fundamentala tensiunii magnetice, cîmpul magnetic de excitaţie, teoretic şi experimental, în direcţie longitudinală.

întrefierului, respectiv fundamentala acesteia şi cîmpul magnetic din întrefier, teoretic şi experimental.

Motorul se alimentează la o tensiune $U_n = 220/380$ V cu frecvenţa, $f = 50$ Hz. Cele două inductoare au lungimea $L = 700$ mm, lăţimea $l = 88$ mm şi se pot deplasa unul faţă de celălalt în sensul modificării lărgimii întrefierului, datorită sistemului mecanic care permite realizarea de încercări cu indusuri de lăţimi şi grosimi diferite.

Schema de înfăşurare poate fi modificată în sensul de a conecta bobinele aceleiaşi faze în serie sau paralel, cu scopul studierii nesimetriei pe care o introduce limitarea circuitului magnetic.

* Ing. *V. Fireţeanu* şi ing. *D. Stanciu* sînt asistenţi la catedra de maşini electrice II din Institutul politehnic Bucureşti.

3. Verificarea experimentală a caracteristicii mecanice

3.1. *Calculul caracteristicii mecanice.*

Forţa dezvoltată de maşină este rezultatul interacţiunii dintre cîmpul magnetic inductor şi curenţii turbionari din indus, aşa încît pentru o solenaţie dată, calculul forţei revine la calculul distribuţiei curenţilor în mediul masiv al indusului. Problema este rezolvată în literatură, însă uneori, în baza unor ipoteze mai puţin verificate în practică. În cazul de faţă se urmăreşte, pe baza unor ipoteze rezultate în urma observaţiilor experimentale, să se determine o relaţie de calcul a forţei, ce o dezvoltă un motor liniar cu indus de aceeaşi lăţime cu inductorul. Rezolvarea ecuaţiilor cîmpului electromagnetic se face într-un sistem de referinţă fix faţă de indus, în următoarele ipoteze:

1 — curentul inductor se presupune că formează o pătură de distribuţie uniformă, armonică în raport cu timpul şi coordonata în direcţia mişcării: $A_e = A_{em} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x\right)$, deoarece înfăşurarea pe o fază are bobinele legate în serie; ω este pulsaţia tensiunii de alimentare, iar τ pasul polar;

2 — indusul este omogen, masiv, neferomagnetic de rezistivitate ρ şi de grosime Δ mult mai mică decît adîncimea de pătrundere a cîmpului electromagnetic la frecvenţa corespunzătoare alunecării de regim nominal. Chiar la pornire ($s = 1$) refularea curentului indus este neglijabilă;

3 — se consideră constant cîmpul magnetic în lungul maşinii. Ipoteza a fost verificată (fig. 6a) şi este valabilă în cazul maşinilor liniare cu bobine de compensare pentru reducerea efectului de margine longitudinal.

Se consideră maşina cu dublu inductor şi cu indus de aceeaşi lăţime cu inductorul (fig. 2).

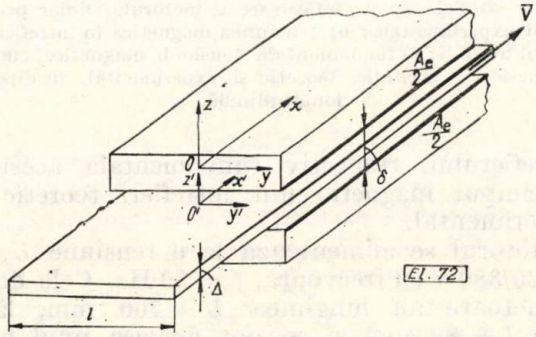


Fig. 2. Figură explicativă pentru calculul teoretic al caracteristicii mecanice a motorului liniar.

Ecuaţiile cîmpului electromagnetic din indus sînt următoarele:

$$\operatorname{rot} \overline{H}_r = \frac{\Delta}{\delta} \overline{J}_r$$
$$\rho \operatorname{rot} \overline{J}_r = -\mu_0 \frac{\partial H}{\partial t} \qquad (1)$$

unde $\overline{H}_r$ $(0, 0, H'_z)$ este cîmpul de reacţie, corespunzător densităţii curenţilor induşi $\overline{J}_r$ $(J'_x, J'_y, 0)$; $\overline{H} = \overline{H}_\delta + \overline{H}_r$ este cîmpul magnetic total, H_δ fiind cîmpul inductor:

$$H_\delta = \frac{\tau}{\pi \delta} A_{em} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x\right). \qquad (2)$$

In ipotezele de mai sus cîmpul are componentă numai după axa Oz, aşa încît, eliminînd pe $\overline{J}_r$ din ecuaţiile (1), rezultă următoarea ecuaţie satisfăcută de cîmpul de reacţie:

$$\frac{\partial^2 H_r}{\partial x'^2} + \frac{\partial^2 H_r}{\partial y'^2} - k^2 \frac{\partial H_r}{\partial t} = k^2 \frac{\partial H_\delta}{\partial t} \qquad (3)$$

unde:

$$k^2 = \frac{\mu_0 \Delta}{\rho \delta}.$$

Folosind metoda de reprezentare în complex, adică

$$H_r = Re[\underline{H}_r(x', y')\, e^{-j\omega t}] \qquad (4)$$

soluţia ecuaţiei (3) se obţine sub forma:

$$\underline{H}_r = \underline{C}\, e^{j\frac{\pi}{\tau}x} + \left[\underline{A} \cos\frac{\pi}{\tau} \underline{B}x + \sin\frac{\pi}{\tau} x\right] \cdot \operatorname{ch} \alpha y \qquad (5)$$

unde: $\alpha^2 = \frac{\pi^2}{\tau^2} - j\omega' k^2$, $\omega' = s\omega$, s, fiind alunecarea maşinii.

Constantele de integrare rezultă din următoarele condiţii la limită:

$$J_{x'}\Big|_{y'=0} = 0; \quad J_{y'}\Big|_{y'=\pm\frac{l}{2}} = 0 \qquad (6)$$

care sînt echivalente cu:

$$\frac{\partial \underline{H}_r}{\partial y}\Big|_{y=0} = 0; \quad \frac{\partial \underline{H}_r}{\partial x}\Big|_{y=\pm\frac{l}{2}} = 0. \qquad (6')$$

În final cîmpul de reacţie este:

$$\underline{H}_r = -\frac{s\omega k^2}{s\omega k^2 + j\frac{\pi^2}{\tau^2}} \cdot \frac{A_{em} \cdot \tau}{\pi \delta} \left(1 - \frac{\operatorname{ch}\alpha y}{\operatorname{ch}\alpha \frac{l}{2}}\right) e^{j\frac{\pi}{\tau}x}. \qquad (7)$$

Forţa dezvoltată de maşină se calculează cu ajutorul expresiei:

$$F = \frac{1}{2} Re\left[\int_{y=-\frac{l}{2}}^{y=+\frac{l}{2}} \int_{x=0}^{x=2p\tau} \underline{J}_y \underline{B}^*_\delta \Delta\, dx\, dy\right] \qquad (8)$$

unde:

$$J_y = -\frac{\delta}{\Delta} \frac{\partial H_r}{\partial x}.$$

Înlocuind pătura de curent cu curentul pe fază, se obţine relaţia de calcul a forţei ca funcţie de acesta, de alunecare şi de caracteristicile motorului:

$$F = \frac{m^2 w^2 \rho l I_f^2}{f \Delta p \tau^2} \cdot \frac{s}{s^2 + \left(\frac{\pi \rho \delta}{2 f \tau^2 \mu_0 \Delta}\right)^2} \left[1 - P + s \frac{2 f \tau^2 \mu_0 \Delta}{\pi \rho \delta} Q\right] \qquad (9)$$

unde factorii P şi Q au expresiile:

$$P = \frac{\beta \cdot \operatorname{sh} \beta l + \gamma \cdot \sin \gamma l}{2(\beta^2 + \gamma^2)\left(\operatorname{ch}^2 \frac{\beta l}{2} - \sin^2 \gamma \frac{l}{2}\right)};$$

$$Q = \frac{\beta \cdot \sin \beta l - \gamma \cdot \operatorname{sh} \gamma l}{2(\beta^2 + \gamma^2)\left(\operatorname{ch}^2 \frac{\beta l}{2} - \sin^2 \gamma \frac{l}{2}\right)};$$

$$\beta^2 + \gamma^2 = \sqrt{\left(\frac{\pi}{\tau}\right)^4 - (s\,\omega\,k^2)^2}; \qquad \beta\gamma = -\frac{1}{2} s\,\omega\,k^2.$$

Din analiza expresiei (9) a forţei se desprind următoarele concluzii:

— Pentru o lăţime infinită a maşinii, factorii P, Q se anulează. Aceasta corespunde cazului în care curenţii induşi în zona întrefierului sînt pur transversali, redistribuţia cîmpului este nulă, iar pentru forţă se obţine valoarea maximă.

— Pentru maşina realizată, la alunecările practice de funcţionare, termenul $s\omega k^2$ este mult mai mare decît $\frac{\pi^2}{\tau^2}$ şi deci ultimul se poate neglija faţă de primul; de asemenea termenul $\beta = -\gamma = \sqrt{\frac{s\,\omega\,k^2}{2}}$ are o valoare foarte mare, aşa încît factorii P şi Q sînt neglijabili în raport cu unitatea. Deci, cu o foarte bună aproximaţie pentru calculul teoretic al caracteristicii mecanice se poate folosi relaţia (9) sub forma simplificată, în care P şi Q sînt nuli.

3.2. *Verificare experimentală*

Ridicarea experimentală a caracteristicii mecanice s-a efectuat cu ajutorul dispozitivului reprezentat schematic în figura 3.

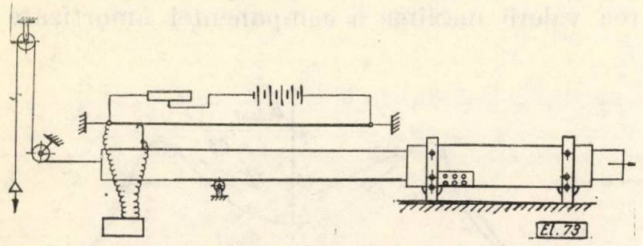


Fig. 3. Schema dispozitivului pentru determinarea experimentală a caracteristicii mecanice.

El cuprinde cele două inductoare fixe şi indusul mobil, cu lungimea astfel stabilită, încît chiar pentru sarcini mari să se atingă regimul permanent de funcţionare în timpul trecerii acestuia prin întrefier. Indusul este o bandă din aluminiu, de 10 mm grosime şi de lăţime egală cu aceea a inductorului, situată într-un întrefier de 14 mm. Încărcarea se realizează cu greutăţi dispuse pe un taler G şi se urmăreşte variaţia vitezei indusului în timpul regimului electromecanic tranzitoriu. Dispozitivul este prevăzut cu un sistem reostatic pentru înregistrarea variaţiei spaţiului, d, parcurs de indus în timp, variaţie care, este proporţională cu tensiunea culeasă potenţiometric şi are alura din figura 4.

Corespunzător porţiunii de variaţie liniară a spaţiului cu timpul se obţine viteza de regim v_f, pentru sarcina realizată. Se oscilografiază în perioada de pornire variaţia tensiunii culeasă

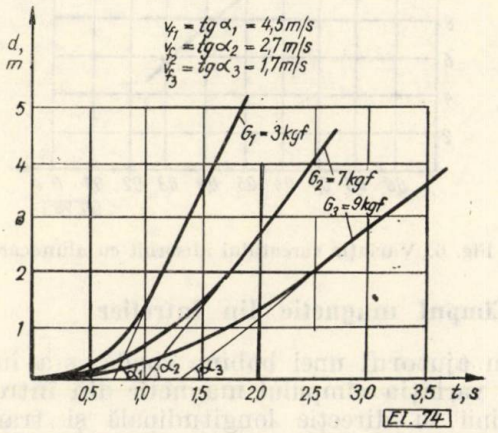


Fig. 4 Variaţia în timp a spaţiului parcurs de indus în regimul electromecanic tranzitoriu, pentru diverse sarcini.

de sistemul reostatic, pentru calculul caracteristicii mecanice şi variaţia puterii absorbite, pentru calculul randamentului şi al factorului de putere. Pentru ca rezultatele încercărilor să fie cît mai apropiate de cele corespunzătoare funcţionării în regim permanent, se aduce iniţial maşina la starea de încălzire corespunzătoare acestui regim.

Din mai multe porniri, efectuate pentru diferite sarcini, cărora le corespund viteze de regim diferite, se obţine experimental caracteristica mecanică a maşinii (fig. 5), care se compară cu cea teoretică dedusă la 3.1.

Pentru calculul teoretic al caracteristicii s-au măsurat valorile curentului absorbit, cores-

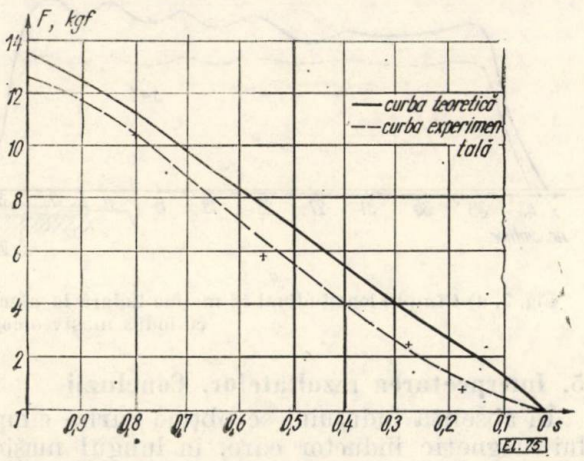


Fig. 5. Caracteristica mecanică, teoretică şi experimentală, a motorului liniar realizat.

punzătoare regimurilor realizate. Variaţia curentului cu alunecare este reprezentată în figura 6.

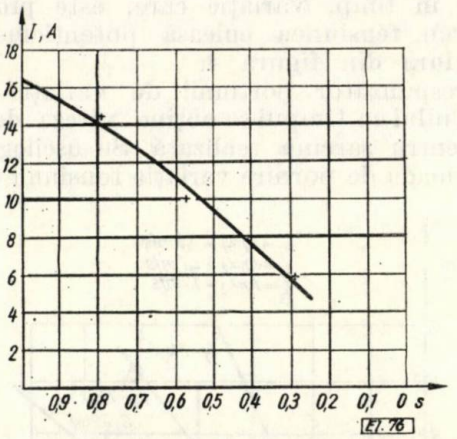


Fig. 6. Variaţia curentului absorbit cu alunecarea.

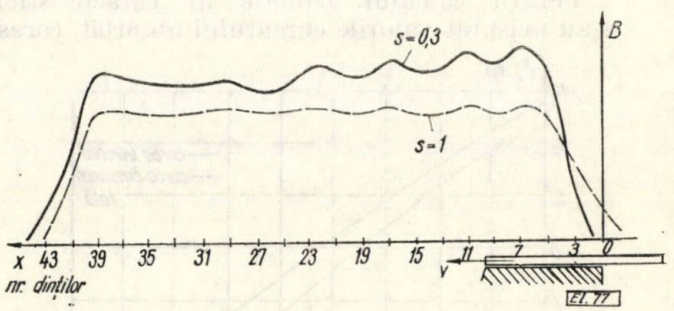
4. Cîmpul magnetic din întrefier

Cu ajutorul unei bobine sondă, s-a înregistrat variaţia cîmpului magnetic din întrefierul maşinii în direcţie longitudinală şi transversală în perioada de pornire a maşinii. Măsurătorile s-au efectuat longitudinal, în prezenţa unui indus de aluminiu de 10 mm grosime, la un întrefier de 14 mm, studiindu-se influenţa reciprocă a efectului de margine longitudinal şi a refulării curentului indus. Pentru a se pune mai clar în evidenţă redistribuţia cîmpului în direcţie transversală, măsurătorile s-au efectuat în prezenţa unui indus de cupru de 113 mm lăţime, grosime 3 mm, situat într-un întrefier de 6 mm. Măsurătorile au fost făcute pentru comparaţie, în două regimuri de funcţionare semnificative, scurtcircuit ($s = 1$) în regim permanent la o alunecare $s = 0{,}3$. Rezultatele sînt reprezentate grafic în figura 7 a şi b.

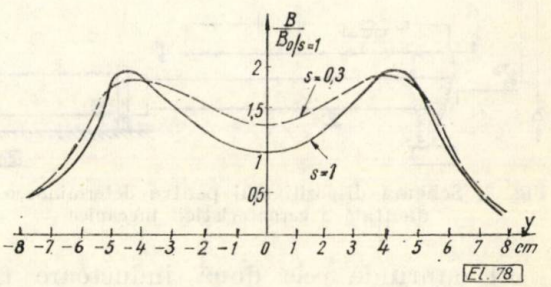
longitudinale a circuitului magnetic în afara zonei prevăzută cu crestături. Aceasta reprezintă un avantaj pentru distribuţia longitudinală a cîmpului în maşină, în regim dinamic, întrucît atenuează maximele datorate reacţiei indusului la muchiile de intrare şi ieşire. Variaţiile cîmpului în zona activă sînt determinate, pe de o parte, de zonele extreme care produc o modulare a cîmpului în lungul maşinii, pe de altă parte, de neuniformitatea întrefierului.

În direcţie transversală apare o pronunţată redistribuţie a cîmpului care, aşa cum se observă din figura 7 b, se reduce odată cu scăderea alunecării. Astfel se verifică forma teoretică de variaţie transversală (relaţia 5) a cîmpului magnetic, obţinută la 3.1. Din determinările efectuate pentru un indus cu lăţimi diferite rezultă că raportul dintre valoarea maximă şi minimă a cîmpului magnetic se reduce o dată cu creşterea lăţimii însă, începînd de la o anumită valoare această reducere devine neînsemnată în comparaţie cu consumul de material. Deci, există o extindere laterală optimă a indusului care corespunde raportului maxim dintre forţă şi costul instalaţiei.

În figura 7a se pune în evidenţă efectul de margine longitudinal prin cele două maxime pe care le prezintă cîmpul magnetic la extremităţile maşinii Acestea sînt reduse, pe deoparte prin soluţiile constructive prezentate mai sus, pe de altă parte datorită valorii mari a alunecării la funcţionarea de regim. Teoretic efectul este mai pronunţat la maşinile de viteză mare şi pentru alunecări sub $s = 0{,}1$ care, practic, nu se ating în funcţionarea motoarelor liniare. De asemenea, valorile relativ mari ale grosimii indusului şi întrefierului conduc la o amortizare rapidă a cîmpului de reacţie în zonele extreme, respectiv la reducerea valorii maxime a componentei amortizate



a



b

Fig. 7. a) Cîmpul longitudinal în maşina liniară la alunecarea $s = 0{,}3$ şi $s = 1$; b) cîmpul transversal în maşina liniară cu indus masiv omogen la alunecarea $s = 0{,}3$ şi $s = 1$.

5. Interpretarea rezultatelor. Concluzii

În absenţa indusului se obţine curba cîmpului magnetic inductor care, în lungul maşinii, are forma din figura 1c. Variaţia cîmpului în zonele de salt este lentă ca urmare a extinderii a acestuia. Deci, la un motor liniar de putere şi viteză medie care are înfăşurarea realizată ca în figura 1a şi circuitul magnetic extins longitudinal cu jumătate de pas polar efectul de margine longitudinal se poate neglija.

Diferenţa dintre valorile calculate şi cele măsurate ale forţei în funcţie de alunecare se datoresc creşterii rezistenţei echivalente a indusului, datorită refulării curenţilor induşi şi efectului de margine longitudinal, ambele conducînd de la o diminuare a forţei, şi forţelor de frecare din dispozitivul experimental.

În lucrare au fost studiate experimental fenomenele specifice maşinilor liniare de inducţie şi a fost verificată influenţa lor asupra performanţelor maşinii. A rezultat că această influenţă asupra forţei dezvoltată de maşină depinde în principal de puterea, dimensiunile şi forma constructivă a acestuia. Prin urmare, la proiectarea unei maşini liniare va trebui să se ţină seama de acele efecte care conduc la o modificare substanţială a performanţelor maşinii şi să se determine soluţia constructivă tehnico-economică cea mai bună.

Bibliografie

[1] *Laithwaite, E. R.* Induction machines for specia purposes. Newness, 1966.

[2] *Laithwaite, E. R.* Some aspects of electrical machines with open magnetic circuits. În : PIEE, nr.9, 1968, p. 1275–1283.

[3] *Wood, A. J,.* şi *Concordia, C.* An Analysis of solid rotor machines. În : TAIEE 79, pt. III, 1960, p. 21–26.

[4] *Bolton, H.* Transverse egde – effect in sheet-rotor induction motors. În : PIEE, **116**, nr. 5, 1969, p. 725–731

[5] *Nasar, S. A.* Electromagnetic fileds and forces in a liniar induction motors, taking into account edge effects. În : PIEE, **116**, nr. 4, 1969, p. 605–609.

[6] *Preston, T. W.* şi *Reece, A. B. J.* Transverse edge effects in linear induction motors. În : PIEE, **116**, nr. 6, 1969, p. 973–979.

[7] *Sabonnadire, J. C.* şi *Poloujadoff, M.* Determination des lignes courant et caracterisation de l'effet de bord. În : RGE, nr. 1, **80**, 1971, p. 34–38.

[8] *Poloujadoff, M.* şi *Reyx, Ph.* Etude théoretique et experimentale de l'influence des sections de retour sur le fonctionement des moteurs à induction linéaire à inducteur court. În : C. R. Acad. Scie., Paris, nr. 14, t. 263, série B., 3 oct. 1966, p. 799–802.

[9] *Gheorghiu, I. S.* şi *Fransua, Al.* Tratat de maşini electrice vol. **III**, Bucureşti, Ed. Acad. RSR, 1971.

Intrat în redacţie la 7.IX.1971

Determinarea tensiunii de restabilire într-o schemă sintetică pentru încercarea siguranţelor de înaltă tensiune

ION MARINESCU*— Bucureşti

CZ 621.316.923.2.064.3 :621.317.333.783

Calculul tensiunii de restabilire care apare la deconectarea curentului de scurtcircuit echivalent de către o siguranţă fuzibilă de înaltă tensiune şi mare putere, limitatoare în schema sintetică ICPE-2 [1] pune o serie de probleme complexe cu caracter teoretic şi practic. Principala problemă constă în determinarea condiţiilor iniţiale pentru calcul, problemă cu aspect teoretic la prima vedere, dar care, ţinînd seama de faptul că serveşte în egală măsură calculului cît şi dimensionării schemei astfel încît să fie îndeplinite condiţiile de severitate impuse schemei de încercare [2], (condiţii referitoare la factorul de amplitudine şi frecvenţa proprie a circuitului) are şi un pronunţat aspect practic.

Funcţionarea schemei sintetice ICPE-2 a fost descrisă amănunţit anterior [1]. Etapa de calcul în care se determină expresia tensiunii de restabilire, începe în momentul în care curentul de scurtcircuit echivalent este limitat (t_{02} în fig. 2 [1]). În cadrul acestei etape se determină ambele componente ale tensiunii de restabilire şi anume tensiunea tranzitorie de restabilire şi tensiunea de restabilire de frecvenţă industrială. Din punct de vedere al desfăşurării fenomenelor fizice calculul în această etapă acoperă perioada de interacţiune şi perioada dielectrică [2].

Pentru calcul, schema completă a circuitului de încercare prezentată în figura 1 [1], poate fi înlocuită cu schema din figura 1, cu

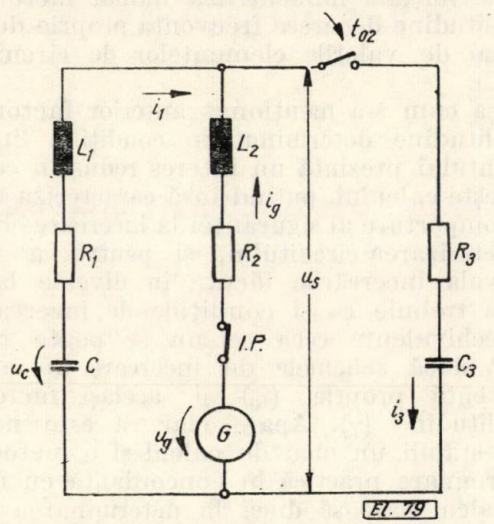


Fig. 1. Schema sintetică pentru verificarea capacităţii de rupere a siguranţelor, simplificată pentru calculul tensiunii de restabilire :

C – condensator sursă ; R_1L_1 – elemente de reglaj ale curentului de scurtcircuit ; R_2, L_2 – elemente pentru reglajul rezonanţei ; G – generator ; R_3, C_3 – elemente de reglaj ale tensiunii tranzitorii de restabilire

* Ing. *I. Marinescu* este şef de secţie la I.C.P.E.

observaţia că în loc de a figura ramura care conţinea siguranţa ca deconectînd brusc (rezistenţa siguranţei variază brusc de la zero la infinit) s-a preferat pentru simplificarea schemei reprezentative (fig. 1) să se considere că în acelaşi moment, CS se închide. Cele două scheme sînt identice din punct de vedere al fenomenelor fizice şi al calculului dacă condiţiile iniţiale sînt aceleaşi.

1. Stabilirea condiţiilor iniţiale

În cazul în care se urmăreşte a se predetermina prin calcul modul de comportare al unei anumite siguranţe la încercare (în special supratensiunea care apare la deconectarea curentului de scurtcircuit), condiţiile iniţiale pentru calculul tensiunii de restabilire se stabilesc simplu făcînd $t = t_p$ în relaţiile (6), (7) şi (11) din lucrarea [1]. Acesta ar fi modul de a stabili fenomenele care apar la limitarea curentului de scurtcircuit de către o *anumită siguranţă*, bineînţeles introducînd în ecuaţii şi factori care ţin seama de construcţia şi tehnologia siguranţei (care afectează cel puţin prima oscilaţie a tensiunii tranzitorii) lucru foarte dificil şi fără importanţă practică deoarece predeterminarea prin calcul a rezultatelor încercării nu este un scop în sine.

Scopul lucrării de faţă este de a elabora o schemă sintetică capabilă să reproducă integral condiţiile impuse unui circuit pentru verificarea capacităţii de rupere a siguranţelor limitatoare. Problema principală legată de calculul tensiunii de restabilire constă în a dimensiona circuitul astfel încît frecvenţa proprie şi factorul de amplitudine care caracterizează circuitul să respecte condiţiile impuse de norme [2]. Din acest punct de vedere, condiţiile iniţiale influenţează numai factorul de amplitudine deoarece frecvenţa proprie depinde numai de valorile elementelor de circuit (R, L, C).

Aşa cum s-a menţionat anterior factorul de amplitudine determinat în condiţiile limitării curentului prezintă un interes redus în ceea ce priveşte calculul, putînd însă caracteriza modul de comportare al siguranţei la încercare. Pentru caracterizarea circuitului, şi pentru a putea echivala încercările făcute în diverse laboratoare trebuie ca şi condiţiile de încercare să fie echivalente ceea ce nu se poate realiza decît dacă schemele de încercare au aceeaşi frecvenţă proprie (f_0) şi acelaşi factor de amplitudine (γ). Apare clar că este necesar a se stabili un mod de calcul şi o metodă de determinare practică în concordanţă cu modul de calcul care să ducă la determinarea lui f_0 şi γ, şi în consecinţă la stabilirea condiţiilor iniţiale.

Una dintre metodele posibile de determinare a lui γ, constă în a proceda similar ca la întreruptoare adică, considerînd întreruptorul ideal se determină γ în momentul primei treceri prin zero a curentului de scurtcircuit. Folosind în cazul schemei sintetice pentru încercarea siguranţelor această metodă apar următoarele inconveniente :

— condiţiile iniţiale (tensiuni, curenţi) depind de pulsaţia curentului de scurtcircuit echivalent care la rîndul ei este funcţie de siguranţa încercată [2].

— raportul dintre primul vîrf al tensiunii tranzitorii de restabilire şi valoarea instantanee a tensiunii de restabilire de frecvenţă industrială în momentul apariţiei vîrfului, poate avea o valoare apropiată de valoarea factorului de amplitudine impus de norme dacă elementele curentului au fost dimensionate corect, dar nu poate fi confundat cu acesta deoarece factorul de amplitudine, se referă la o valoare instantanee a tensiunii de restabilire de frecvenţă industrială bine precizată şi anume la valoarea maximă ; rezultă că factorul de amplitudine determinat ca în cazul întreruptoarelor, poate avea valori subunitare chiar şi atunci cînd elementele de circuit sînt corect dimensionate dar pulsaţia curentului de scurtcircuit echivalent din schema sintetică este mare.

Din cele menţionate anterior reiese că pentru încercarea siguranţelor în schema sintetică este necesar a se stabili o nouă metodă de determinare a factorului de amplitudine. Metoda care se propune constă în a determina pe γ şi f_0 în cazul unor condiţii iniţiale corespunzătoare cuplării ramurei R_3C_3 (fig. 1) în momentul în care tensiunea la bornele siguranţei are valoarea maximă, ramura conţinînd siguranţa încercată fiind eliminată din circuit. În acest caz, condiţiile iniţiale pentru etapa de calcul a tensiunii de restabilire sînt :

$$\left.\begin{aligned} i_g(0) &= 0 \\ i_1(0) &= 0 \\ i_{1sc}(0) &= 0 \\ u_c(0) &= 0 \end{aligned}\right\} \qquad (1)$$

unde i_g, i_1 şi i_{1sc} sînt curenţii prin ramurile care conţin generatorul, condensatorul respectiv siguranţa încercată iar u_c este tensiunea la bornele condensatorului.

Practic, factorul de amplitudine şi frecvenţa proprie, se determină prin conectarea CS (fig. 1 [1]) în momentul în care tensiunea la bornele siguranţei are valoarea maximă (ramura conţinînd siguranţa fiind eliminată din circuit).

2. Determinarea expresiei tensiunii de restabilire

Aşa cum s-a precizat anterior, calculul tensiunii de restabilire are ca scop principal în final determinarea parametrilor schemei sintetice astfel încît încercarea să aibă loc în condiţiile de echivalenţă impuse [2] ; în acest caz folosirea condiţiilor iniţiale (1) dă rezulta-

tele scontate. Deși expresia generală a tensiunii de restabilire, care se poate stabili în cazul condițiilor inițiale, prezintă un interes restrîns, în cele ce urmează se va lucra cu această expresie mai completă, urmînd ca particularizările necesare determinării parametrilor circuitului să se facă în final prin anularea termenilor care conțin pe i_1 (0) și i_g (0).

Pe baza schemei din figura 1 se pot scrie direct în operațional ecuațiile circuitului :

$$L_1 i_1(0) + \frac{u_c(0)}{p} = i_1(p)\left[pL_1 + R_1 + \frac{1}{pC}\right] + i_3(p)\left[R_3 + \frac{1}{pC_3}\right] \quad (2)$$

$$L_2 i_g(0) + u_g(p) = i_g(p)\,[pL_2 + R_2] + i_3(p)\left[R_3 + \frac{1}{pC_3}\right] \quad (3)$$

$$i_3(p) = i_1(p) + i_g(p). \quad (4)$$

Scoțînd pe i_1 (p) din (2), pe i_2 (p) din (3) și utilizînd notațiile :

$$\left.\begin{aligned} &\delta_{01} = \frac{R_1}{2L_1};\quad \delta_{02} = \frac{R_2}{L_2};\quad \delta_{03} = \frac{1}{R_3C_3};\quad \delta_{04} = \frac{R_3}{L_1};\quad \delta_{05} = \frac{R_3}{L_2}\\ &\omega_{01}^2 = \frac{1}{L_1C};\quad \omega_{02}^2 = \frac{1}{L_1C_3};\quad \omega_{03}^2 = \frac{1}{L_2C_3}\\ &a = 2\,\delta_{01} + \delta_{02} + \delta_{04} + \delta_{05}\\ &b = \omega_{01}^2 + \omega_{02}^2 + \omega_{03}^2 + 2\delta_{01}\delta_{02} + \delta_{02}\delta_{04} + 2\delta_{01}\delta_{05}\\ &c = \omega_{01}^2\delta_{02} + \omega_{02}^2\delta_{02} + 2\,\omega_{03}^2\delta_{01} + \omega_{01}^2\delta_{05}\\ &d = \omega_{01}^2\omega_{03}^2. \end{aligned}\right\} \quad (5)$$

Se obține expresia operațională a curentului în ramura R_3C_3 sub forma :

$$i_3(p) = \frac{i_1(0)\,p^2(p+\delta_{02}) + \frac{uc\,(0)}{L_1}\,p(p+\delta_{02}) + i_g(0) + (p^2 + 2\delta_{01}p + \omega_{01}^2) + \frac{u_g(p)}{L_2}\,p(p^2 + 2\delta_{01}p + \omega_{01}^2)}{p^4 + ap^3 + bp^2 + cp + d}. \quad (6)$$

Expresia operațională a tensiunii de restabilire este în acest caz :

$$u_s(p) = i_3(p)\left(R_3 + \frac{1}{pC_3}\right). \quad (7)$$

Pentru aflarea funcției originale a tensiunii de restabilire este necesar ca în prealabil să facem unele observații asupra numitorului expresiei (6) care dealtfel este și numitorul expresiei (7).

Rădăcinile ecuației :

$$p^4 + ap^3 + bp^2 + cp + d = 0 \quad (8)$$

pot avea diferite valori în funcție de a, b, c și d. În cazul studiat, urmărim să obținem la bornele siguranței o tensiune cu două componente și anume : o componentă de frecvență industrială și o componentă de frecvență mărită egală cu frecvența proprie a circuitului de încercare. Se obține rezultatul urmărit numai în cazul în care rădăcinile ecuației (8) sînt două cîte două imaginare și conjugate. Cum oscilațiile din regimul tranzitoriu se amortizează înseamnă că partea reală a rădăcinilor este negativă. Impunem deci ca rădăcinile ecuației (8) să fie de forma :

$$\begin{aligned} p_{1.2} &= -\delta_1 \pm j\omega_{e1}\\ p_{3.4} &= -\delta_2 \pm j\omega_{e2}. \end{aligned} \quad (9)$$

În acest caz ecuația (8) se poate scrie sub forma :

$$(p^2 + 25\,\delta_1 p + \omega_1^2)\,(p^2 + 2\,\delta_2 p + \omega_2^2) \quad (10)$$

unde s-a notat :

$$\begin{aligned} \omega_1^2 &= \omega_{e1}^2 + \delta_1^2\\ \omega_2^2 &= \omega_{e2}^2 + \delta_2^2. \end{aligned} \quad (11)$$

Ținînd seama că transformata Laplace a tensiunii generatorului este de forma (3) :

$$u_g(p) = \left[\frac{\omega}{p^2 + \omega^2}\cos\psi + \frac{p}{p^2 + \omega^2}\sin\psi\right]\hat{U}_g \quad (12)$$

transformata tensiunii de restabilire este :

$$u_s(p) = \sum_{i=1}^{9} u_{si}(p) \quad (13)$$

unde componentele $u_{s1} + u_{s9}$ sînt date de relațiile (1.1) — (1.9) din anexa 1.

Pentru determinarea funcției originale u_s (t) notată în cele ce urmează mai simplu u_s, este necesar să fie determinate o serie de funcții originale ale unor transformate Laplace de tipul fracție, avînd la numitor un polinom de ordinul patru sau șase. Aceste funcții sînt determinate în anexa 2, expresiile (2.1)—(2.18).

În cazul circuitului considerat, expresia generală a tensiunii de restabilire este : (14)

$$u_s = \sum_{i=1}^{9} u_{si}(t)$$

unde s-a notat cu $u_{si}(t)$ componentele tensiunii de restabilire $u_{s1} \div u_{s9}$ determinate în anexa 3, relațiile (3.1)—(3.9.).

De remarcat că în expresia generală a tensiunii de restabilire apar trei pulsații ω, ω_1 și ω_2. În cazul studiat, așa cum s-a menționat anterior interesează doar, două pulsații (corespunzătoare frecvenței industriale și frecven-

ței proprii a circuitului). Pentru a afla expresia tensiunii de restabilire este deci necesar pe lîngă introducerea condițiilor inițiale (1) să se facă $\omega = \omega_1$ (rezonanța așa cum s-a arătat în [2]). În acest caz particular expresia tensiunii de restabilire se simplifică devenind :

$$u_s\Big|_{\substack{\omega_{e1}=\omega \\ i_1=0 \\ i_g=0}} = \sum_{i=10}^{18} u_{si}(t)\Big|_{\substack{\omega_{e1}=\omega \\ i_1=0 \\ i_g=0}} . \qquad (15)$$

Componentele tensiunii de restabilire $u_{s10} \div u_{s18}$ pentru cazul considerat sînt determinate în anexa 4 expresiile (4.1)—(4.9) în care funcțiile $f_{10}(t) \div f_{18}(t)$ sînt funcțiile $f_1(t) \div f_9(t)$ în care s-a făcut $\omega_1 = \omega$.

Expresia (15) care poate fi utilizată și pentru dimensionarea schemei sintetice poate fi scrisă sub o formă mai simplă notînd literal coeficienții funcțiilor $f_1(t) \div f_{18}(t)$ și observînd relațiile existente între acești coeficienți. Deoarece calculele sînt destul de lungi, ne rezumăm la a menționa că în expresia tensiunii de restabilire apar termeni în sin $(\omega t + \psi)$ și cos $(\omega t + \psi)$ corespunzători regimului stabilizat (tensiunea de restabilire de frecvență industrială stabilită la rezonanță) avînd ca sursă u_g, termenii de forma $e^{-\delta_1 t}[\sin(\omega t + \psi) + \cos(\omega t + \psi)]$ corespunzători regimului tranzitoriu de stabilire a rezonanței și termeni de forma $e^{-\delta_2 t}(\sin \omega_2 t + \cos \omega_2 t)$ corespunzători tensiunii tranzitorii de restabilire.

Făcînd aprecieri asupra ponderii fiecărui termen se pot determina R_3C_3 astfel încît tensiunea de restabilire care apare în schema sintetică să corespundă condițiilor [2] referitoare la factorul de amplitudine și frecvența proprie.

3. Concluzii

Calculul tensiunii de restabilire în schema sintetică pentru încercarea siguranțelor fuzibile de înaltă tensiune, prezintă unele particularități față de cazul schemelor pentru încercarea întreruptoarelor astfel încît este necesar a se stabili noi condiții inițiale. Ținînd seama de faptul că aceste condiții caracterizează severitatea circuitului în ceea ce privește factorul de amplitudine și că oferă indicații privind metoda de determinare a acestuia, condițiile inițiale se stabilesc ca fiind corespunzătoare momentului conectării ramurei pasive atunci cînd curentul în schemă este nul și tensiunea la bornele capacității are valoare maximă. Expresia tensiunii de restabilire poate fi folosită fie pentru calcule atunci cînd se cunosc elementele schemei fie, și acesta este cazul cel mai important, pentru determinarea elementelor ramurei pasive (R_3C_3) astfel încît să fie îndeplinite condițiile de severitate impuse de norme.

ANEXA 1.

Expresia operațională a componentelor tensiunii de restabilire (forma generală)

$$u_{s1}(p) = \frac{u_c(0)\delta_{02}\omega_{02}^2 + \frac{\omega_{01}^2}{C_3} i_g(0)}{(p^2 + 2\delta_1 p + \omega_1^2)(p^2 + 2\delta_2 p + \omega_2^2)} \qquad (1.1)$$

$$u_{s2}(p) = \frac{p\left[u_c(0)(\delta_{02}\delta_{04} + \omega_{02}^2) + i_1(0)\frac{\delta_{02}}{C_3} + i_g(0)\left(R_3\omega_{01}^2 + \frac{2\delta_{01}}{C_3}\right)\right]}{(p^2 + 2\delta_1 p + \omega_1^2)(p^2 + 2\delta_2 p + \omega_2^2)} \qquad (1.2)$$

$$u_{s3}(p) = \frac{p^2\left[[u_c(0)\delta_{04} + i_1(0)\left(R_3\delta_{02} + \frac{1}{C_3}\right) + i_g(0)\left(2R_3\delta_{01} + \frac{1}{C_3}\right)\right]}{(p^2 + 2\delta_1 p + \omega_1^2)(p^2 + 2\delta_2 p + \omega_2^2)} \qquad (1.3)$$

$$u_{s4}(p) = \frac{R_3[i_1(0) + i_g(0)]p^3}{(p^2 + 2\delta_1 p + \omega_1^2)(p^2 + 2\delta_2 p + \omega_2^2)} \qquad (1.4)$$

$$u_{s5}(p) = \frac{\hat{U}_g\omega\omega_{01}^2\omega_{03}^2 \cos\psi}{(p^2 + \omega^2)(p^2 + 2\delta_1 p + \omega_1^2)(p^2 + 2\delta_2 p + \omega_2^2)} \qquad (1.5)$$

$$u_{s6}(p) = \frac{\hat{U}_g p(\delta_{0s}\omega\omega_{01}^2 \cos\psi + \omega_{01}^2\omega_{03}^2 \sin\psi + 2\delta_{01}\omega\omega_{03}^2 \cos\psi)}{(p^2 + \omega^2)(p^2 + 2\delta_1 p + \omega_1^2)(p^2 + 2\delta_2 p + \omega_2^2)} \qquad (1.6)$$

$$u_{s7}(p) = \frac{p^2\hat{U}_g(\delta_{0s}\omega_{01}^2 \sin\psi + 2\delta_{01}\delta_{0s}\omega \cos\psi + 2\delta_{01}\omega_{03}^2 \sin\psi + \omega\omega_{03}^2 \cos\psi)}{(p^2 + \omega^2)(p^2 + 2\delta_1 p + \omega_1^2)(p^2 + 2\delta_2 p + \omega_2^2)} \qquad (1.7)$$

$$u_{s8}(p) = \frac{p^3\hat{U}_g(2\delta_{01}\delta_{0s} \sin\psi + \omega\delta_{0s} \cos\psi + \omega_{03}^2 \sin\psi)}{(p^2 + \omega^2)(p^2 + 2\delta_1 p + \omega_1^2)(p^2 + 2\delta_2 p + \omega_2^2)} \qquad (1.8)$$

$$u_{s9}(p) = \frac{p^4\hat{U}_g\delta_{0s}\sin\psi}{(p^2 + \omega^2)(p^2 + 2\delta_1 p + \omega_1^2)(p^2 + 2\delta_2 p + \omega_2^2)} \qquad (1.9)$$

ANEXA 2.

Determinarea funcțiilor originale corespunzătoare funcțiilor transformate care intră în expresia operațională a tensiunii de restabilire (forma generală)

$$f_1(p) = \frac{1}{(p^2 + 2\delta_1 p + \omega_1^2)\,(p^2 + 2\delta_2 p + \omega_2^2)} \tag{2.1}$$

$$f_1(t) = \frac{1}{\omega_{e1}\omega_{e2}\{[(\delta_2-\delta_1)^2 + \omega_{e1}^2 + \omega_{e2}^2]^2 - 4\omega_{e1}^2\omega_{e2}^2\}} \{\omega_{e2}[(\delta_2-\delta_1)^2-\omega_{e1}^2 + \omega_{e2}^2]e^{-\delta_1 t}\sin\omega_{e1}t - 2(\delta_2-\delta_1)\,\omega_{e1}\omega_{e2}\,e^{-\delta_1 t}\cos\omega_{e1}t +$$

$$+ \omega_{e1}\,[(\delta_2-\delta_1)^2 - \omega_{e2}^2 + \omega_{e1}^2]\,e^{-\delta_2 t}\sin\omega_{e2}t + 2\,(\delta_2-\delta_1)\,\omega_{e1}\omega_{e2}\,e^{-\delta_2 t}\cos\omega_{e2}t\} \tag{2.2}$$

$$f_2(p) = \frac{p}{(p^2 + 2\delta_1 p + \omega_1^2)\,(p^2 + 2\delta_2 p + \omega_2^2)} \tag{2.3}$$

$$f_2(t) = \frac{1}{[(\delta_2-\delta_1)^2 + \omega_{e1}^2 + \omega_{e2}^2]^2 - 4\,\omega_{e1}^2\omega_{e2}^2}\left[\frac{2\delta_2\omega_1^2 - \delta_1(\omega_1^2+\omega_2^2)}{\omega_{e1}}\,e^{-\delta_1 t}\sin\omega_{e1}t + (\omega_2^2-\omega_1^2)\,e^{-\delta_1 t}\cos\omega_{e1}t +\right.$$

$$\left. + \frac{2\delta_1\omega_2^2 - \delta_2(\omega_1^2+\omega_2^2)}{\omega_{e2}}\,e^{-\delta_2 t}\sin\omega_{e2}t + (\omega_1^2-\omega_2^2)\,e^{-\delta_2 t}\cos\omega_{e2}t\right] \tag{2.4}$$

$$f_3(p) = \frac{p^2}{[(p^2 + 2\delta_1 p + \omega_1^2)\,(p^2 + 2\delta_2 p + \omega_2^2)} \tag{2.5}$$

$$f_3(t) = \frac{1}{(\delta_2-\delta_1)^2 + \omega_{e1}^2 + \omega_{e2}^2)]^2 - 4\omega_{e1}^2\omega_{e2}^2}\left[\frac{1}{\omega_{e1}}\,(\omega_1^4 - \omega_1^2\omega_2^2 - 2\delta_1\delta_2\omega_1^2 + 2\delta_1^2\omega_2^2)\,e^{-\delta_1 t}\sin\omega_{e1}t +\right.$$

$$+ (2\delta_2\omega_1^2 - 2\delta_1\omega_2^2)\,e^{-\delta_1 t}\cos\omega_{e1}t + \frac{1}{\omega_{e2}}\,(\omega_2^4 - \omega_1^2\omega_2^2 - 2\delta_1\delta_2\omega_2^2 + 2\delta_2^2\omega_1^2)\,e^{-\delta_2 t}\sin\omega_{e2}t +$$

$$\left. + (2\delta_1\omega_2^2 - 2\delta_2\omega_1^2)\,e^{-\delta_2 t}\cos\omega_{e2}t\right] \tag{2.6}$$

$$f_4(p) = \frac{p^3}{(p^2 + 2\delta_1 p + \omega_1^2)\,(p^2 + 2\delta_2 p + \omega_2^2)} \tag{2.7}$$

$$f_4(t) = \frac{1}{[(\delta_2-\delta_1)^2 + \omega_{e1}^2 + \omega_{e2}^2]^2 - 4\omega_{e1}^2\omega_{e2}^2}\left[(\omega_1^4 + 4\delta_1^2\omega_2^2 - \omega_1^2\omega_2^2 - 4\delta_1\delta_2\omega_1^2)\,e^{-\delta_1 t}\cos\omega_{e1}t + \frac{1}{\omega_{e1}}\,(3\delta_1\omega_1^2\omega_2^2 + 4\delta_1^2\delta_2\omega_1^2 -\right.$$

$$- 4\delta_1^3\omega_2^2 - \delta_1\omega_1^4 - 2\delta_2\omega_1^4)e^{-\delta_1 t}\sin\omega_{e1}t + (\omega_2^4 + 4\delta_2^2\omega_1^2 - \omega_1^2\omega_2^2 - 4\delta_1\delta_2\omega_2^2)\,e^{-\delta_2 t}\cos\omega_{e2}t + \frac{1}{\omega_{e2}}\,(3\delta_2\omega_1^2\omega_2^2 +$$

$$\left. + 4\delta_2^2\delta_1\omega_2^2 - 4\delta_2^3\omega_1^2 - \delta_2\omega_2^4 - 2\delta_1\omega_2^4)\,e^{-\delta_2 t}\sin\omega_{e2}t\right] \tag{2.8}$$

$$f_5(p) = \frac{1}{(p^2+\omega^2)(p^2 + 2\delta_1 p + \omega_1^2)\,(p^2 + 2\delta_2 p + \omega_2)^2} \tag{2.9}$$

$$f_5(t) = \frac{[(\omega_1^2-\omega^2)(\omega_2^2-\omega^2) - 4\delta_1\delta_2\omega^2]\sin\omega t - 2\omega[\delta_1(\omega_2^2-\omega^2) + \delta_2(\omega_1^2-\omega^2)]\cos\omega t}{\omega[(\omega_1^2-\omega^2)^2 + 4\delta_1^2\omega^2][(\omega_2^2-\omega^2)^2 + 4\delta_2^2\omega^2]} +$$

$$+ \frac{[(\delta_1^2-\omega_{e1}^2+\omega^2)\,(\delta_1^2-\omega_{e1}^2-2\delta_1\delta_2+\omega_2^2) + 4\delta_1\omega_{e1}^2(\delta_2-\delta_1)]\,e^{-\delta_1 t}\sin\omega_{e1}t}{\omega_{e1}\,[(\omega_1^2-\omega^2)^2 + 4\delta_1^2\omega^2]\,[(\omega_1^2-\omega_2^2)^2 + (\delta_1\omega_2^2 - \delta_2\omega_1^2)\,(4\delta_1-4\delta_2)]} -$$

$$- \frac{[(\delta_1^2-\omega_{e1}^2+\omega^2)\,(2\delta_2-2\delta_1) - 2\delta_1(\delta_1^2-\omega_{e1}^2-2\delta_1\delta_2+\omega_2^2)]\,e^{-\delta_1 t}\cos\omega_{e1}t}{[(\omega_1^2-\omega^2)^2 + 4\delta_1^2\omega^2]\,[(\omega_1^2-\omega_2^2)^2 + (\delta_1\omega_2^2 - \delta_2\omega_1^2)\,(4\delta_1-4\delta_2)]} +$$

$$+ \frac{[(\delta_2^2-\omega_{e2}^2+\omega^2)\,(\delta_2^2-\omega_{e2}^2-2\delta_1\delta_2+\omega_1^2) + 4\delta_2\omega_{e2}^2\,(\delta_1-\delta_2)]\,e^{-\delta_2 t}\sin\omega_{e2}t}{\omega_{e2}[(\omega_2^2-\omega^2)^2 + 4\delta_2^2\omega^2]\,[(\omega_2^2-\omega_1^2)^2 + (\delta_2\omega_1^2 - \delta_1\omega_2^2)\,(4\delta_2-4\delta_1)]} -$$

$$- \frac{[(\delta_2^2-\omega_{e2}^2+\omega^2)\,(2\delta_1-2\delta_2) - 2\delta_2(\delta_2^2-\omega_{e2}^2-2\delta_1\delta_2+\omega_1^2)]\,e^{-\delta_2 t}\cos\omega_{e2}t}{[(\omega_2^2-\omega^2)^2 + 4\delta_2^2\omega^2][(\omega_2^2-\omega_1^2)^2 + (\delta_2\omega_1^2 - \delta_1\omega_2^2)\,(4\delta_2-4\delta_1)]} \tag{2.10}$$

$$f_6(p) = \frac{p}{(p^2+\omega^2)\,(p^2 + 2\delta_1 p + \omega_1^2)\,(p^2 + 2\delta_2 p + \omega_2^2)} \tag{2.11}$$

$$f_6(t) = \frac{[(\omega_1^2 - \omega^2)(\omega_2^2 - \omega^2) - 4\delta_1\delta_2\omega^2]\cos\omega t + 2\omega[\delta_1(\omega_2^2 - \omega^2) + \delta_2(\omega_1^2 - \omega^2)]\sin\omega t}{[(\omega_1^2 - \omega^2)^2 + 4\delta_1^2\omega^2][(\omega_2^2 - \omega^2)^2 + 4\delta_2^2\omega^2]} +$$

$$+ \frac{[4\delta_1^2\omega_1^2(\delta_2 - \delta_1) + 2\delta_2\omega_1^2(\omega^2 - \omega_1^2) - \delta_1(\omega^2\omega_1^2 + \omega^2\omega_2^2 + \omega_1^2\omega_2^2 - \omega_1^4) + 2\delta_1\omega_1^4]\, e^{-\delta_1 t}\sin\omega_{e1}t}{\omega_{e1}[(\omega_1^2 - \omega^2)^2 - 4\delta_1^2\omega^2][(\omega_1^2 - \omega_2^2)^2 + (\delta_1\omega_2^2 - \delta_2\omega_1^2)(4\delta_1 - 4\delta_2)]} +$$

$$+ \frac{[(\omega_1^2 - \omega^2)(\omega_1^2 - \omega_2^2) - 4\delta_1\omega_1^2(\delta_1 - \delta_2)]\, e^{-\delta_1 t}\cos\omega_{e1}t}{[(\omega_1^2 - \omega^2)^2 + 4\delta_1^2\omega^2][(\omega_1^2 - \omega_2^2)^2 + (\delta_1\omega_2^2 - \delta_2\omega_1^2)(4\delta_1 - 4\delta_2)]} +$$

$$+ \frac{[4\delta_2^2\omega_2^2(\delta_1 - \delta_2) + 2\delta_1\omega_2^2(\omega^2 - \omega_2^2) - \delta_2(\omega^2\omega_2^2 + \omega^2\omega_1^2 + \omega_1^2\omega_2^2 - \omega_2^4) + 2\delta_2\omega_2^4]\, e^{-\delta_2 t}\sin\omega_{e2}t}{\omega_{e2}[(\omega_2^2 - \omega^2)^2 + 4\delta_2^2\omega^2][(\omega_2^2 - \omega_1^2)^2 + (\delta_2\omega_1^2 - \delta_1\omega_2^2)(4\delta_2 - 4\delta_1)]} +$$

$$+ \frac{[(\omega_2^2 - \omega^2)(\omega_2^2 - \omega_1^2) - 4\delta_2\omega_2^2(\delta_2 - \delta_1)]e^{-\delta_2 t}\cos\omega_{e2}t}{[(\omega_2^2 - \omega^2)^2 + 4\delta_2^2\omega^2][(\omega_2^2 - \omega_1^2)^2 + (\delta_2\omega_1^2 - \delta_1\omega_1^2)(4\delta_2 - 4\delta_1)]} \tag{2.12}$$

$$f_7(p) = \frac{p^2}{(p^2 + \omega^2)(p^2 + 2\delta_1 p + \omega_1^2)(p^2 + 2\delta_2 p + \omega_2^2)} \tag{2.13}$$

$$f_7(t) = \frac{2\omega^2(\delta_1\omega_2^2 - \delta_1\omega^2 - \delta_2\omega^2 + \delta_2\omega_1^2)\cos\omega t - \omega[(\omega^2 - \omega_1^2)(\omega^2 - \omega_2^2) - 4\delta_1\delta_2\omega^2]\sin\omega t}{[(\omega_1^2 - \omega^2)^2 + 4\delta_1^2\omega^2][(\omega_2^2 - \omega^2)^2 + 4\delta_2^2\omega^2]} +$$

$$+ \frac{[2\delta_1\omega_1^2(\omega_1^2 + \omega^2)(\delta_1 - \delta_2) + \omega_1^2(\omega_1^2 - \omega_2^2)(\omega^2 - \omega_1^2) + 4\delta_1^2(\omega_1^2\omega_2^2 - \delta_1^2\omega^2 - \delta_1^2\omega_2^2)]\, e^{-\delta_1 t}\sin\omega_{e1}t}{\omega_{e1}[(\omega_1^2 - \omega^2)^2 + 4\delta_1^2\omega^2][(\omega_1^2 - \omega_2^2)^2 + (\delta_1\omega_2^2 - \delta_2\omega_1^2)(4\delta_1 - 4\delta_2)]} -$$

$$- \frac{[2\omega_1^4(\delta_2 - \delta_1) - 4\delta_1^3(\omega^2 + \omega_2^2) + 2\omega^2(\delta_1\omega_2^2 - \delta_2\omega_1^2)]\, e^{-\delta_1 t}\cos\omega_{e1}t}{[(\omega_1^2 - \omega^2)^2 + 4\delta_1^2\omega^2][(\omega_1^2 - \omega_2^2)^2 + (\delta_1\omega_2^2 - \delta_2\omega_1^2)(4\delta_1 - 4\delta_2)]} +$$

$$+ \frac{[2\delta_2\omega_2^2(\omega_2^2 + \omega^2)(\delta_2 - \delta_1) + \omega_2^2(\omega_2^2 - \omega_1^2)(\omega^2 - \omega_2^2) + 4\delta_2^2(\omega_1^2\omega_2^2 - \delta_2^2\omega^2 - \delta_2^2\omega_2^2)]\, e^{-\delta_2 t}\sin\omega_{e2}t}{\omega_{e2}[(\omega_2^2 - \omega^2)^2 + 4\delta_2^2\omega^2][(\omega_2^2 - \omega_1^2)^2 + (\delta_2\omega_1^2 - \delta_1\omega_2^2)(4\delta_2 - 4\delta_1)]} -$$

$$- \frac{[2\omega_2^4(\delta_1 - \delta_2) - 4\delta_2^3(\omega^2 + \omega_1^2) + 2\omega^2(\delta_2\omega_1^2 - \delta_1\omega_2^2)]\, e^{-\delta_2 t}\cos\omega_{e2}t}{[(\omega_2^2 - \omega^2)^2 + 4\delta_2^2\omega^2][(\omega_2^2 - \omega_1^2)^2 + (\delta_2\omega_1^2 - \delta_1\omega_2^2)(4\delta_2 - 4\delta_1)]} \tag{2.14}$$

$$f_8(p) = \frac{p^3}{(p^2 + \omega^2)(p^2 + 2\delta_1 p + \omega_1^2)(p^2 + 2\delta_2 p + \omega_2^2)} \tag{2.15}$$

$$f_8(t) = \frac{-\omega^2[(\omega^2 - \omega_1^2)(\omega^2 - \omega_2^2) - 4\delta_1\delta_2\omega^2]\cos\omega t - 2\omega^3(\delta_1\omega_2^2 - \delta_1\omega^2 - \delta_2\omega^2 + \delta_2\omega_1^2)\sin\omega t}{[(\omega_1^2 - \omega^2)^2 + 4\delta_1^2\omega^2][(\omega_2^2 - \omega^2)^2 + 4\delta_2^2\omega^2]} +$$

$$+ \frac{[4\delta_1^2\omega^2(\delta_2\omega_1^2 - \delta_1\omega_2^2) + 2\delta_2\omega_1^4(\omega_1^2 - \omega^2) - \delta_1\omega_1^4(\omega_1^2 + \omega_2^2) - \delta_1\omega^2\omega_1^4]\, e^{-\delta_1 t}\sin\omega_{e1}t}{\omega_{e1}[(\omega_1^2 - \omega^2)^2 + 4\delta_1^2\omega^2][(\omega_1^2 - \omega_2^2)^2 + (\delta_1\omega_2^2 - \delta_2\omega_1^2)(4\delta_1 - 4\delta_2)]} +$$

$$+ \frac{[\omega_1^2(\omega_2^2 - \omega_1^2)(\omega_1^2 - \omega^2) - 4\delta_1\omega^2(\delta_2\omega_1^2 - \delta_1\omega_2^2)]\, e^{-\delta_1 t}\cos\omega_{e1}t}{[(\omega_1^2 - \omega^2)^2 + 4\delta_1^2\omega^2][(\omega_1^2 - \omega_2^2)^2 + (\delta_1\omega_2^2 - \delta_2\omega_1^2)(4\delta_1 - 4\delta_2)]} +$$

$$+ \frac{[4\delta_2^2\omega^2(\delta_1\omega_2^2 - \delta_2\omega_1^2) + 2\delta_1\omega_2^4(\omega_2^2 - \omega^2) - \delta_2\omega_2^4(\omega_1^2 + \omega_2^2) - \delta_2\omega^2\omega_2^4]e^{-\delta_2 t}\sin\omega_{e2}t}{\omega_{e2}[(\omega_2^2 - \omega^2)^2 + 4\delta_2^2\omega^2]](\omega_2^2 - \omega_1^2)^2 + (\delta_2\omega_1^2 - \delta_1\omega_2^2)(4\delta_2 - 4\delta_1)]} +$$

$$+ \frac{[\omega_2^2(\omega_1^2 - \omega_2^2)(\omega_2^2 - \omega^2) - 4\delta_2\omega^2(\delta_1\omega_2^2 - \delta_2\omega_1^2)]\, e^{-\delta_2 t}\cos\omega_{e2}t}{[(\omega_2^2 - \omega^2)^2 + 4\delta_2^2\omega^2][(\omega_2^2 - \omega_1^2)^2 + (\delta_2\omega_1^2 - \delta_1\omega_2^2)(4\delta_2 - 4\delta_1)]} \tag{2.16}$$

$$f_9(p) = \frac{p^4}{(p^2 + \omega^2)(p^2 + 2\delta_1 p + \omega_1^2)(p^2 + 2\delta_2 p + \omega_2^2)} \tag{2.17}$$

$$f_9(t) = \frac{\omega^3[(\omega^2 - \omega_1^2)(\omega^2 - \omega_2^2) - 4\delta_1\delta_2\omega^2]\sin\omega t - 2\omega^4(\delta_1\omega_2^2 - \delta_1\omega^2 - \delta_2\omega^2 + \delta_2\omega_1^2)\cos\omega t}{[(\omega_1^2 - \omega^2)^2 + 4\delta_1^2\omega^2][(\omega_2^2 - \omega^2)^2 + 4\delta_2^2\omega^2]} +$$

$$+ \frac{[-8\delta_1^2\omega^2\omega_1^2\omega_2^2 + \omega_1^4(\omega_1^2 - \omega_2^2)(\omega_1^2 - \omega^2) + (2\delta_1\omega_1^4 + 8\delta_1^3\omega^2)(\delta_1\omega_2^2 - \delta_2\omega_1^2) + 2\delta_1^2\omega_1^4\omega^2 + 6\delta_1\delta_2\omega^2\omega_1^4]\, e^{-\delta_1 t}\sin\omega_{e1}t}{\omega_{e1}[(\omega_1^2 - \omega^2)^2 + 4\delta_1^2\omega^2][(\omega_1^2 - \omega_2^2)^2 + (\delta_1\omega_2^2 - \delta_2\omega_1^2)(4\delta_1 - 4\delta_2)]} -$$

$$- \frac{[8\delta_1^2\omega^2(\delta_1\omega_2^2 - \delta_2\omega_1^2) + 2\delta_1\omega_1^4(\omega^2 + \omega_2^2) - 2\delta_2\omega_1^4(\omega_1^2 - \omega^2) - 4\delta_1\omega^2\omega_1^2\omega_2^2]\, e^{-\delta_1 t}\cos\omega_{e1}t}{[(\omega_1^2 - \omega_2^2)^2 + 4\delta_1^2\omega^2][(\omega_1^2 - \omega_2^2)^2 + (\delta_1\omega_2^2 - \delta_2\omega_1^2)(4\delta_1 - 4\delta_2)]} +$$

$$+ \frac{[-8\delta_2^2\omega^2\omega_1^2\omega_2^2 + \omega_2^4(\omega_2^2 - \omega_1^2)(\omega_2^2 - \omega^2) + (2\delta_2\omega_2^4 + 8\delta_2^3\omega^2)(\delta_2\omega_1^2 - \delta_1\omega_2^2) + 2\delta_2^2\omega_2^4\omega^2 + 6\delta_1\delta_2\omega^2\omega_2^4]\, e^{-\delta_2 t}\sin\omega_{e2}t}{\omega_{e2}[(\omega_2^2 - \omega^2)^2 + 4\delta_2^2\omega^2][(\omega_2^2 - \omega_1^2)^2 + (\delta_2\omega_1^2 - \delta_1\omega_2^2)(4\delta_2 - 4\delta_1)]} -$$

$$- \frac{[8\delta_2^2\omega^2(\delta_2\omega_1^2 - \delta_1\omega_2^2) + 2\delta_2\omega_2^4(\omega^2 + \omega_1^2) - 2\delta_1\omega_2^4(\omega_2^2 - \omega^2) - 4\delta_2\omega^2\omega_1^2\omega_2^2]\, e^{-\delta_2 t}\cos\omega_{e2}t}{[(\omega_2^2 - \omega^2)^2 + 4\delta_2^2\omega^2][(\omega_2^2 - \omega_1^2)^2 + (\delta_2\omega_1^2 - \delta_1\omega_2^2)(4\delta_2 - 4\delta_1)]} \tag{2.18}$$

ANEXA 3.

Determinarea componentelor tensiunii de restabilire (forma generală).

Pe baza relaţiilor (1.1)÷(1.9) din anexa 1 şi a relaţiilor (2.2), (2.4), (2.6), (2.8), (2.10), (2.12), (2.14), (2.16) şi (2.18) din anexa 2, componentele tensiunii de restabilire (14) se pot scrie sub forma :

$$u_{s1} = \left[\omega_{02}^2\delta_{02}\,u_c(0) + \frac{\omega_{01}^2}{C_3}\,i_g(0)\right] f_1(t) \tag{3.1}$$

$$u_{s2} = \left[(\delta_{02}\delta_{04} + \omega_{02}^2)\,u_c(0) + \frac{\delta_{02}}{C_3}\,i_1(0) + \left(R_3\omega_{01}^2 + \frac{2\delta_{01}}{C_3}\right) i_g(0)\right] f_2(t) \tag{3.2}$$

$$u_{s3} = \left[\delta_{04}u_c(0) + \left(R_3\delta_{02} + \frac{1}{C_3}\right) i_1(0) + \left(2\,R_3\delta_{01} + \frac{1}{C_3}\right) i_g(0)\right] f_3(t) \tag{3.3}$$

$$u_{s4} = R_3[i_1(0) + i_g(0)]\,f_4(t) \tag{3.4}$$

$$u_{s5} = \hat{U}\omega_{03}^2\,\omega_{01}^2\,\omega\cos\psi\,f_5(t) \tag{3.5}$$

$$u_{s6} = \hat{U}_g[(\delta_{05}\omega_{01}^2 + 2\delta_{01}\,\omega_{03}^2)\,\omega\cos\psi + \omega_{01}^2\omega_{03}^2\sin\psi]\,f_6(t) \tag{3.6}$$

$$u_{s7} = \hat{U}_g[(2\delta_{01}\delta_{05} + \omega_{03}^2)\omega\cos\psi + (\delta_{05}\omega_{01}^2 + 2\delta_{01}\omega_{03}^2)\sin\psi]f_7(t) \tag{3.7}$$

$$u_{s8} = \hat{U}_g[\delta_{05}\,\omega\cos\psi + (2\delta_{01}\delta_{05} + \omega_{03}^2)\sin\psi]\,f_8(t) \tag{3.8}$$

$$u_{s9} = \hat{U}_g\delta_{05}\sin\psi\,f_9(t) \tag{3.9}$$

ANEXA 4.

Determinarea componentelor tensiunii de restabilire (forma particulară pentru $\omega_{e1} = \omega$) în cazul în care $i_1(0) = 0$ şi $i_g(0) = 0$.

$$u_{s10}\Big|_{\substack{i_1(0)=0\\ i_g(0)=0}} = \omega_{02}^2\delta_{02}u_c(0)f_{10}(t) \tag{4.1}$$

$$u_{s11}\Big|_{\substack{i_1(0)=0\\ i_g(0)=0}} = (\delta_{02}\delta_{04} + \omega_{02}^2)u_c(0)f_{11}(t) \tag{4.2}$$

$$u_{s12}\Big|_{\substack{i_1(0)=0\\ i_g(0)=0}} = \delta_{04}u_c(0)f_{12}(t) \tag{4.3}$$

$$u_{s13}\Big|_{\substack{i_1(0)=0\\ i_g(0)=0}} = 0 \tag{4.4}$$

$$u_{s14}\Big|_{\substack{i_1(0)=0\\ i_g(0)=0}} = u_{s14} \tag{4.5}$$

$$u_{s15}\Big|_{\substack{i_1(0)=0\\ i_g(0)=0}} = u_{s15} \tag{4.6}$$

$$u_{s16}\Big|_{\substack{i_1(0)=0\\ i_g(0)=0}} = u_{s16} \tag{4.7}$$

$$u_{s17}\Big|_{\substack{i_1(0)=0\\ i_g(0)=0}} = u_{s17} \tag{4.8}$$

$$u_{s18}\Big|_{\substack{i_1(0)=0\\ i_g(0)=0}} = u_{18} \tag{4.9}$$

Bibliografie

[1] *Marinescu, I.* — O nouă schemă sintetică pentru încercarea siguranţelor de înaltă tensiune, limitatoare. In : Electrotehnica **19**, nr. 12, 1971, p. 401—440.

[2] *Marinescu, I.* — Criterii de echivalenţă între încercările directe şi sintetice pentru verificarea capacităţii de rupere a siguranţelor de înaltă tensiune, limitatoare. In : Electrotehnica **19**, nr. 11, 1971, p. 401—440.

Intrat în redacţie la 22. VII. 1971

Megohmmetru tranzistorizat utilizînd logometru cu resort electrostatic şi limite de măsurare finite

MIHAI ANTONIU*—Iaşi

CZ 621.317.734:621.382.3

Faţă de megohmmetrele cu logometru magnetoelectric, cele cu logometru electrostatic prezintă avantajul că permit o creştere considerabilă a limitei superioare de măsurare şi o reducere importantă a consumului de energie de la sursa primară de alimentare — cerinţe de prim ordin pentru megohmmetrele moderne [1]. Pînă în prezent, din a doua categorie s-au construit megohmmetre cu logometru electrostatic clasic [2] sau cu variaţie de tensiune [3], ultimul fiind mai avantajos decît primul, deoarece are geometria mai simplă şi cuplul stabilizant specific de aproximativ 1,5 ori mai mare [4].

* Dr. ing. *M. Antoniu* este conferenţiar la Institutul politehnic Iaşi.

Logometrul cu *resort electrostatic* este un mecanism logometric la care cuplul oponent este creiat de către un dispozitiv electric ce dă un cuplu proporţional cu unghiul de rotire al organului mobil [5]. Acest tip de logometru a fost studiat în schema de frecvenţmetru [6], iar în cele ce urmează va fi analizat în schemă de megohmmetru — problemă netratată în literatura de specialitate. Un asemenea logometru are cuplul stabilizant specific sensibil mai bun decît cel cu variaţie de tensiune, însă are limitele de măsurare mai înguste.

Megohmmetrul utilizînd logometru cu resort electrostatic are limita superioară de măsurare cu cel puţin trei ordine de mărime mai sus decît la cel cu logometru magnetoelectric,

iar consumul de energie este de două ori mai mic, însă necesită 2—5 rezistenţe de referinţă (faţă de una singură) pentru acoperirea întregului domeniu de măsurare.

Schema megohmmetrului

Schema de principiu a megohmmetrului propus este arătată în figura 1. Aici circuitul de măsură, alcătuit din rezistenţa de măsurat R_x şi rezistenţa de referinţă R_e, legate în serie, este alimentat cu tensiunea continuă nestabilizată U, furnizată de către un convertor tranzistorizat CT, care la rîndu-i este alimentat de la bateria uscată B prin intermediul butonului de comandă K_1. Tensiunile U, U_1 şi U_2 intrînd în logometrul cu resort electrostatic LR, produc o deviaţie dependentă de raportul R_x/R_e şi independentă faţă de variaţiile în anumite limite ale tensiunii de lucru U.

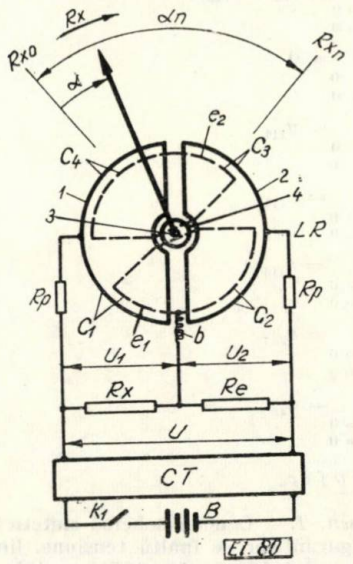


Fig. 1

Logometrul cu resort electrostatic

În figurile 1 şi 2 se arată structura, iar în figura 3 — schema electrică a acestui tip de logometru. În principiu, este alcătuit din electrozii ficşi *1*, *2* şi electrozii mobili e_1, e_2; aceştia din urmă sînt izolaţi electric între ei cum şi faţă de axul *3* cu ajutorul bucşei electroizolante de bună calitate *4*. Electrozii ficşi împreună cu e_1 formează capacităţile C_1 şi C_2 în care se dezvoltă cuplul direct M_1 (în sensul de creştere a deviaţiei α), iar împreună cu e_2 — capacităţile C_3 şi C_4 în care se dezvoltă cuplul oponent M_2 (resortul electrostatic). Rezistenţele de protecţie R_p servesc la limitarea curentului în bendiţa de aducţie b în caz de scurtcircuit între electrozii activi.

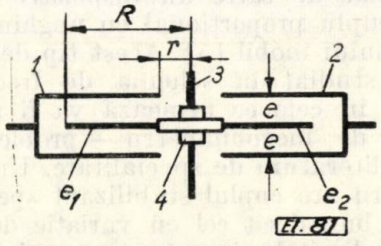


Fig. 2

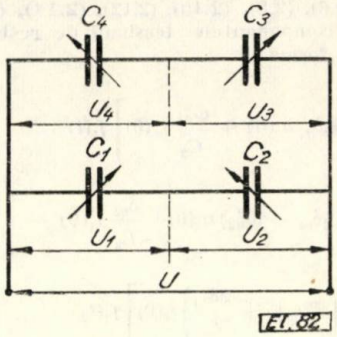


Fig. 3

Ecuaţia de funcţionare. Din figurile 1 şi 3 rezultă că tensiunile de intrare la capacităţile active sînt date de relaţiile :

$$U_1 = \frac{\mu U}{1+\mu}, \quad U_2 = \frac{U}{1+\mu} \tag{1}$$

$$U_3 = \frac{UC_4}{C_3+C_4}, \quad U_4 = \frac{UC_3}{C_3+C_4} \tag{2}$$

în care :

$$\mu = \frac{R_x}{R_e} \tag{3}$$

$$C_1 = C_{10} + K\alpha, \quad C_2 = C_{20} - K\alpha \tag{4}$$

$$C_3 = C_{30} + K\alpha, \quad C_4 = C_{40} - K\alpha \tag{5}$$

$$K = \frac{C_{1n} - C_{10}}{\alpha_n} \approx \frac{\varepsilon R^2}{e}, \qquad (r^2 \ll R^2) \tag{6}$$

şi unde indicii 0 şi n se referă la valorile capacităţilor $C_1 \ldots C_4$ pentru $\alpha = 0$ şi respectiv $\alpha = \alpha_n$. Acestea, prin construcţie satisfac relaţiile :

$$C_{10} = C_{30} = C_{2n} = C_{4n} \approx \frac{\varepsilon R^2 \delta}{e}, \quad (r^2 \ll R^2) \tag{7}$$

$$C_{1n} = C_{3n} = C_{20} = C_{40} \approx \frac{\varepsilon R^2}{e}(\alpha_n + \delta) \tag{8}$$

în care α_n este unghiul total al scării, δ — unghiul de întrepătrundere dintre electrodul 1 şi e_1 cînd $\alpha = 0$, sau dintre *2* şi e_1 cînd $\alpha = \alpha_n$, e — distanţa dintre electrozii activi, iar ε — permitivitatea dielectricului (aerul) dintre aceştia.

Cu ajutorul acestor relaţii cuplurile direct şi oponent

$$M_1 = \frac{U_1^2}{2}\cdot\frac{dC_1}{d\alpha} + \frac{U_2^2}{2}\cdot\frac{dC_2}{d\alpha},$$

$$M_2 = \frac{U_3^2}{2}\cdot\frac{dC_3}{d\alpha} + \frac{U_4^2}{2}\cdot\frac{dC_4}{d\alpha}$$

pot fi puse sub forma:

$$M_1 = \frac{KU^2}{2}\cdot\frac{\mu-1}{\mu+1}, \quad M_2 = -\frac{KU^2}{2}\cdot m(2\eta-1). \tag{9}$$

de unde, punînd condiţia de echilibru pentru organul mobil $M_1 + M_2 = 0$, se obţine ecuaţia de funcţionare căutată:

$$m(2\eta-1) = \frac{\mu-1}{\mu+1} \tag{10}$$

în care

$$\eta = \frac{\alpha}{\alpha_n} \tag{11}$$

este deviaţia raportată, iar

$$m = \frac{C_{40}-C_{30}}{C_{40}+C_{30}} \approx \frac{1}{1+2\delta/\alpha_n}, \tag{12}$$

un parametru al logometrului.

Din motive de construcţie şi funcţionare, raportul δ/α_n poate varia în limitele $0{,}12 \div 0{,}5$; o valoare mai mică decît 0,12 duce la instabilitatea organului mobil în poziţiile extreme ($\alpha = 0$ şi $\alpha = \alpha_n$) din cauza valorii mici a unghiului δ, iar o valoare mai mare ca 0,5 — cauzează o reducere prea mare a unghiului de scară α_n. Aceasta arată, conform cu (12), că m poate varia în limitele $0{,}5 \div 0{,}8$.

În figura 4 s-a reprezentat forma scării gradate conform cu (10). Se observă că distribuţia diviziunilor este convenabilă (aspect logaritmic), însă limitele de măsurare sînt relativ înguste; acest din urmă aspect este indicat de raportul R_{xn}/R_{xo}, unde R_{xo} şi R_{xn} sînt valorile lui R_x pentru $\alpha = 0$ şi respectiv $\alpha = \alpha_n$(fig. 1), care în cazul de faţă este $16 \div 80$, în timp ce la megohmmetrele cu logometru magnetoelectric atinge $200 \div 1000$ şi chiar mai mult.

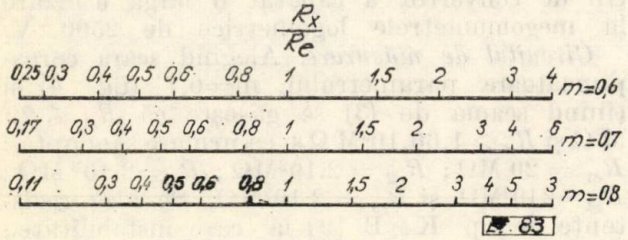


Fig. 4

Expresii de calcul. Dimensionarea mecanismului logometric în discuţie se reduce la calculul dimensiunilor R şi e, cum şi a unghiurilor la centru θ_1 şi θ_2 ale electrozilor mobili e_1 şi e_2.

Din expresia cuplului stabilizant specific

$$M_s = \frac{\partial}{\partial\alpha}(M_1 + M_2) = -\frac{mKU^2}{\alpha_n}$$

se obţine, abstracţie făcînd de semn,

$$R^2 = \frac{e(\alpha_n + 2\delta)M_s}{\varepsilon U^2}. \tag{13}$$

Examinînd expresiile (1) şi (2) se poate observa că tensiunea cea mai mare între electrozii activi apare la C_1 cînd $R_x = R_{xn}$ şi care, conform cu (10), este:

$$U_{1M} = \frac{(1+m)U}{2}$$

şi ca urmare:

$$e = \frac{(1+m)U}{2E_L}, \tag{14}$$

unde E_L este intensitatea maximă admisă pentru cîmpul electric dintre electrozii activi şi care se ia $0{,}4 \div 0{,}7$ kV/mm [7].

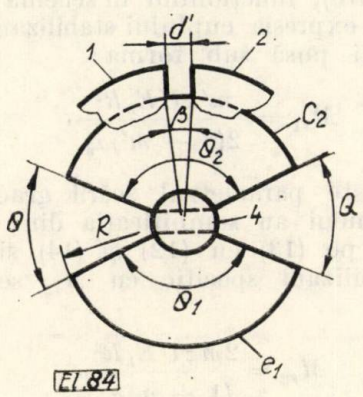


Fig. 5

În baza figurilor 1 şi 5 se obţin relaţiile:

$$\theta_1 = \theta_2 = \alpha_n + 2\delta + \beta, \quad \beta \approx \frac{d}{R} \tag{15}$$

$$d = \frac{U}{E_L} \tag{16}$$

cum şi condiţiile restrictive

$$\theta_1 + \theta = \pi, \quad \theta R > d. \tag{17}$$

Din aceste relaţii, [considerînd $\theta \approx \delta \approx 2\beta$ şi ţinînd seama de (12) rezultă că pentru $m = 0{,}6 \div 0{,}8$ (fig. 4), $\alpha_n \leqslant 83° \div 124°$, ceea ce arată că la logometrul în discuţie unghiul disponibil pentru scara gradată este suficient de mare.

În fine, notînd cu R_0 rezistenţa interioară a convertorului CT iar cu U_0 şi U_n valoarea

tensiunii U pentru $R_x = R_{x0}$ şi respectiv $R_x = R_{xn}$, există relaţia:

$$U_0 = \frac{U_n}{1 + \frac{(1+m)R_0}{2R_e}} \tag{18}$$

ce serveşte la calculul cuplului stabilizant specific minim,

$$M_{sm} = \frac{\varepsilon R^2 U_0^2}{(\alpha_n + 2\delta)e} \tag{19}$$

în baza căruia se determină factorul de calitate Keinath:

$$\Gamma = \frac{10\alpha_n M_{sm}}{G^{1,5}} \tag{20}$$

Comparaţie cu logometrul electrostatic cu variaţie de tensiune

Principalii parametri interesînd problema de faţă sînt: cuplul stabilizant specific, unghiul maxim disponibil pentru scara gradată şi limitele de măsurare în unităţi de R_x.

Cuplul stabilizant specific. La logometrul electrostatic cu variaţie de tensiune (cu trei condensatoare), funcţionînd în schemă de ohmmetru [8], expresia cuplului stabilizant specific poate fi pusă sub forma:

$$M_{s1} = \frac{m'\varepsilon U E_L R^2}{2(3 - m')\alpha_n}, \tag{21}$$

unde m' este parametrul scării gradate, iar ceilalţi termeni au semnificaţia din (13).

Asociind pe (13) cu (12) şi (14) şi notînd cuplul stabilizant specific cu M_{s2} se obţine expresia:

$$M_{s2} = \frac{2m\varepsilon U E_L R^2}{(1+m)\alpha_n}, \tag{22}$$

de unde, prin împărţire cu (21), se obţine:

$$\frac{M_{s2}}{M_{s1}} = \frac{4m(3 - m')}{m'(1+m)}. \tag{23}$$

Cum $m' \leqslant 1$ iar $m \leqslant 0{,}8$ şi cum atît M_{s1} cît şi M_{s2} cresc la creşterea acestor parametri, din (23) rezultă că raportul valorilor optime ale celor două cupluri este $M_{s2}/M_{s1} = 3{,}55$, ceea ce arată că logometrul cu resort electrostatic asigură un cuplu stabilizant specific sensibil mai bun decît cel cu variaţie de tensiune.

Unghiul disponibil pentru scara gradată. Unghiul maxim disponibil pentru scară la logometrul cu variaţie de tensiune este $80° \div 110°$ [4], adică doar cu ceva mai mic decît în cazul logometrului cu resort electrostatic, aşa după cum rezultă din discuţia relaţiilor (15) ÷ (17).

Limitele de măsurare pentru R_x. La logometrul cu variaţie de tensiune, în funcţie de valorile parametrului m, raportul R_{xn}/R_{x0} este $25 \div 1000$, iar la cel cu resort electrostatic $16 \div 80$, ceea ce arată că ultimul are limite de măsurare mult mai înguste şi ca urmare, pentru acelaşi domeniu de măsurare impus, acesta va necesita mai multe trepte de sensibilitate.

Exemplu de calcul şi construcţie

Fie de realizat un megohmmetru de 2500 V după schema din figura 1 avînd $U_n = 2600$ V, $\alpha_n = 90°$ şi domeniul de măsurare 5 M $\Omega \div 10^6$ MΩ. Schema detaliată a megohmmetrului propus este arătată în figura 6. Pentru acoperirea

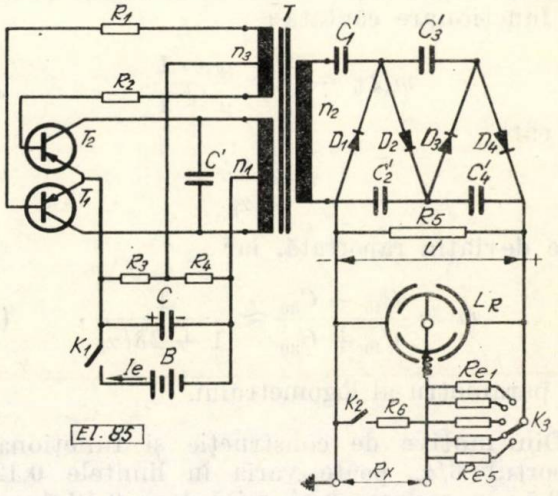


Fig. 6

domeniului de măsurare impus s-au prevăzut 5 rezistenţe de referinţă $R_{e1} = R_{e5}$, ce pot fi introduse în circuitul de măsurare cu ajutorul comutatorului K_3. S-a preferat invertor cu două tranzistoare (T_1, T_2) în contratimp alimentat la baterii uscate (9 V) şi multiplicator de tensiune cu patru trepte, deoarece acest tip de convertor a căpătat o largă utilizare la megohmmetrele logometrice de 2500 V.

Circuitul de măsurare. Alegînd scara corespunzătoare parametrului m=0,7 (fig. 4) şi ţinînd seama de (3) se găseşte că $R_{e1} \leqslant 29$ M Ω şi $R_{e5} \geqslant 1{,}66 \cdot 10^5$ M Ω şi ca urmare se adoptă: $R_{e1} = 20$ MΩ; $R_{e2} = 2 \cdot 10^2$ MΩ; $R_{e3} = 2 \cdot 10^3$ MΩ; $R_{e4} = 210^4$ MΩ şi $R_{e5} = 2 \cdot 10^5$ MΩ. Se aleg rezistenţe de tip K ∋ B [9] la care instabilitatea în timp este mai mică de 0,2% pentru primele trei şi sub 0,5% pentru ultimele două, iar coeficientul de variaţie cu temperatura, în ambele cazuri, $CTR = 0{,}16\%/°C$.

Convertorul de alimentare. Puterea maximă ce trebuie să o debiteze convertorul în circuitul de măsură este $U^2/R_{e1} = 312$ mW. Plecînd de la aceasta şi alegînd frecvenţa de lucru 500 Hz şi efectuînd calculele după [10], [11] se

obţin pentru partea invertor-transformator : $n_1 = 2 \times 60$ spire ; $n_2 = 3800$ spire ; $n_3 = 2 \times 25$ spire ; secţiunea miezului (tole de transformator E /0,35) = 1,2 cm² ; $R_1 = R_2 = 1{,}3$ KΩ ; $R_3 = 0{,}2$ KΩ ; $R_4 = 5$ KΩ ; $C = 30$ μ F (adoptat) ; $C' = 0{,}2$ μ F, iar pentru partea redresor-multiplicator de tensiune : $C'_1 = C'_2 = C'_3 = C'_4 \approx 5 \cdot 10^3$ pF ; pentru realizarea acestora din urmă se înseriază (pentru fiecare) cîte două condensatoare de 10⁴pF/ 1000 V (IPRS). Diodele $D_1 \div D_4$ se constituie fiecare din înserierea a patru diode DR_{304}, iar tranzistoarele T_1 şi T_2 se aleg de tipul EFT_{323} ai căror parametri satisfac cerinţele invertorului proiectat.

Pentru descărcarea condensatoarelor multiplicatorului de tensiune, în scopul protejării operatorului împotriva electrocutării, s-a prevăzut rezistenţa R_5, iar pentru controlul tensiunii bateriei de alimentare (după un principiu utilizat curent la megohmmetrele logometrice) s-a prevăzut rezistenţa de control R_6 care poate fi introdusă în circuitul de măsură cu ajutorul comutatorului K_2.

La $C'_1 = 5 \cdot 10^3$ pF şi frecvenţă de lucru impusă, calculînd după [11], se găseşte că rezistenţa de ieşire din multiplicatorul de tensiune este $R_0 \approx 4$ MΩ.

Mecanismul logometric. Pentru $m = 0{,}7$ din (12) rezultă $\delta = 22°$ iar din (15), admiţînd $\delta = 2\ \beta$, se obţine $\theta_1 = \theta_2 \approx 150°$. Impunînd acum $M_s = 3$ μ Nm/rad şi $E_L = 0{,}5$ kV/mm, din (14), (13) şi (16) se obţin : e ≈ 5 mm, $R = 27$ mm, $d = 5$ mm ; valorile obţinute satisfac condiţiile (17).

Tensiunea cea mai mică în circuitul de măsurare este atinsă cînd K_3 este pe R_{e1} şi $\alpha = 0$, situaţie în care din (18) rezultă $U_0 = 2200$ V şi ca urmare din (19) şi (20) se obţine $M_{sm} = 2{,}4$ μ Nm/rad şi respectiv $\Gamma = 0{,}30$ (greutatea organului mobil $G = 1{,}45$ gf).

Parametrii aparatului construit. Megohmmetrul construit pe baza calculelor de mai sus este arătat în figura 7, unde R_i şi R_m reprezintă regleta invertorului şi respectiv a multiplicatorului de tensiune, iar celelalte notaţii au semnificaţia din text.

Electrozii activi sînt din duraluminiu ; izolaţia electrică a părţilor sub tensiune ale logometrului este din polimetilmetacrilat (bucşa 4, fig. 5, din polistiren electrotehnic), iar cea a elementelor circuitului de măsurare — din polistiren industrial. Aparatul are dimensiunile exterioare 215 × 165 × 70 mm, greutate 1,6 kg şi consumul $I_B = 120$ mA (la $U_B = 8{,}2$ V).

Cu ajutorul unor rezistenţe suplimentare fixe şi variabile, rezistenţele de referinţă R_{e1}, R_{e2} şi R_{e3} au putut fi ajustate exact valorile impuse prin calcul, ceea ce permite ca pentru aceste prime trei trepte de sensibilitate, citirea rezultatelor măsurării să se facă pe o singură scară (cea superioară) gradată în unităţi ale raportului R_x/R_e. Pentru ultimile două trepte de sensibilitate (R_{e4} şi R_{e5}) s-au trasat scări distincte direct în MΩ, deoarece ajusta-

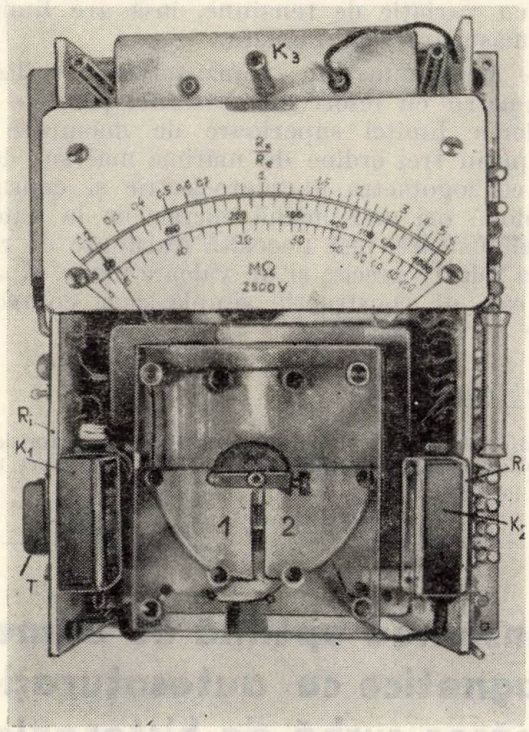


Fig. 7

rea menţionată nu a mai fost posibilă, din lipsa unor rezistenţe variabile adecvate. Lungimea scării R_x/R_e este 125 mm, iar cea a scării R_{e5}, 100 mm.

Aparatul realizat se încadrează în cl. 1,5 pe primele trei trepte de sensibilitate şi 2,5 pe ultimile două. El a fost construit în condiţiile unui atelier obişnuit de mecanică fină şi este utilizat cu rezultate bune la lucrări de laborator cu studenţii. Timp de două semestre, în condiţiile unei exploatări intense (deseori manipulat neatent), nu s-a observat nici un defect la partea mecanică sau la cea electrică, ceea ce ne permite să apreciem că acest aparat se va comporta satisfăcător şi la măsurări de tip industrial.

Faţă de megohmmetrele de aceeaşi tensiune cu logometru magnetoelectric, aparatul construit are limita superioară de măsurare cu trei ordine de mărime mai mare, iar consumul de energie de la sursa primară este de două ori mai redus, însă necesită rezistenţe de referinţă precise şi de valoare mare. Un alt avantaj al acestui tip de aparat constă în aceea că raportul U_0/U_n este 0,85 în timp ce la cel cu logometru magnetoelectric poate fi cel mult 0,5.

Concluzii

— În egale condiţii, logometrul cu resort electrostatic în schemă de ohmmetru asigură un cuplu stabilizant specific de aproximativ trei ori mai mare decît logometrul electrostatic cu variaţie de tensiune, însă are limitele de măsurare mai înguste.

— Megohmmetrul tranzistorizat utilizînd logometru cu resort electrostatic, permite extinderea limitei superioare de măsurare cu cel puţin trei ordine de mărime mai sus decît cel cu logometru magnetoelectric şi consumă de două ori mai puţină energie de la bateria de alimentare, însă necesită rezistenţe de referinţă relativ precise şi de valoare mare. Aparatul este de construcţie simplă şi se comportă bine în exploatare.

Bibliografie

[1] *Merkel, I.* Ein Isolationmesser mit transistorisierten Gleichspannungswandler. In : ATM, Lief. 417, oct 1970, p. 217.

[2] *Palm, A.* Elektrische Messgeräte und Messeinrichtungen. Berlin, Springer-Verlag, 1963, p. 144.

[3] *Antoniu, M.* Logometru electrostatic. Certificat de autor nr. 51903 din 23.10.1969.

[4] *Antoniu, M.* Logometru electrostatic cu variaţie de tensiune. In : Buletin Inst. polit. Iaşi, 1969, fasc. 1—2, S. III, p. 51.

[5] *Antoniu, M.* Dispozitiv electrostatic pentru producerea unui cuplu antagonist proporţional cu unghiul de rotaţie. Certificat de autor nr. 51901 din 29.09.1969.

[6] *Antoniu, M.* Logometru cu resort electrostatic. In : Buletin Inst. politehnic Iaşi, 1971 (sub tipar).

[7] *Drysdale, C.V.* ş.a. Electrical Measuring Instruments. Vol. 1. London, 1952, cap. 10.

[8] *Antoniu, M.* Teraohmmetru utilizînd logometru electrostatic cu variaţie de tensiune. În : Buletin Inst. politehnic Iaşi, 1970, Fasc. 3—4, S III, p. 47.

[9] *Galperin, B.S.* Neprovolocinie rezistorî. Leningrad Energia, 1968, p. 217.

[10] *Felea, I.* ş.a. Circuite cu tranzistoare în industrie, vol. 2. cap. 10. Bucureşti, Ed. Tehnică, 1964.

[11] *Milyko Gh.* ş.a. Alimentarea radioreceptoarelor şi televizoarelor. Bucureşti, Ed. Tehnică, 1970, p. 102.

Intrat în redacţie la 13.VII.1971

Tensiunea optimă de alimentare a amplificatoareler magnetice cu autosaturaţie realizate din materiale a căror curbă de histerezis nu are formă dreptunghiulară

AXENTE STOICA*—Bucureşti

CZ 621.318.423

Majoritatea aliajelor de tipul permalloyului prezintă o curbă de magnetizare cu cot de saturaţie foarte pronunţat şi o curbă de histerezis practic dreptunghiulară. Această configuraţie a curbei de magnetizare şi de histerezis asigură amplificatoarelor magnetice cu autosaturaţie un factor ridicat de amplificare şi un domeniu larg de variaţie a curentului de sarcină.

Tabla silicioasă electrotehnică precum şi unele materiale speciale cum sînt aliajele de fero-nichel de tipul perminvarului al căror tratament termic nu se efectuează în cîmp magnetic, prezintă o curbă de magnetizare în întregime neliniară, fără un cot de saturaţie evident. După cum va rezulta din cele ce urmează, în cazul amplificatoarelor cu autosaturaţie realizate din asemenea materiale magnetice, atît valoarea maximă a factorului de amplificare K_I cît şi cea a domeniului total de variaţie ΔI_s al curentului de sarcină, se obţin numai atunci cînd valoarea tensiunii de alimentare atinge un anumit nivel, nivel la care şi curentul de sarcină minim I_0 are însă o valoare mult sporită. Majorarea tensiunii de alimentare peste acest nivel optim este însoţită numai de creşterea curentului minim I_0, parametrii K_I şi ΔI_s rămînînd practic constanţi. La valoarea optimă a tensiunii de alimentare, valorile maxime ale parametrilor K_I şi ΔI_s se obţin deci la valoarea cea mai redusă a curentului de sarcină minim I_0.

Prin stabilirea tensiunii de alimentare la valoarea optimă definită mai sus şi prin utilizarea unor scheme corespunzătoare de reducere a curentului de sarcină minim se poate obţine o îmbunătăţire importantă a funcţionării amplificatoarelor realizate fie din materiale magnetice obişnuite, fie din materiale speciale de tipul perminvarului, care prezintă valori ridicate pentru permeabilitate şi pentru inducţia de saturaţie dar care au o curbă de magnetizare complet neliniară. De asemenea, pe aceeaşi bază, este posibil în unele cazuri să se înlocuiască cu tablă silicioasă obişnuită materialele magnetice speciale din construcţia amplificatoarelor cu autosaturaţie [1]. Este evident că efectul economic al acestei înlocuiri trebuie avut în vedere în special pentru amplificatoarele magnetice de putere la care consumul de material magnetic este important.

* Ing. *A. Stoica* este cercetător ştiinţific principal la Institutul de mecanica fluidelor şi construcţii aerospaţiale.

Pentru determinarea valorii optime a tensiunii de alimentare corespunzătoare unei configuraţii anumite a curbei de magnetizare este necesar să se stabilească mai întîi ecuaţia analitică a caracteristicii de comandă a amplificatorului cu autosaturaţie, ecuaţie care să conţină ca parametru independent tensiunea alternativă de alimentare. În acest scop, pentru materialele magnetice cu caracteristică neliniară la care inducţia remanentă B_r diferă relativ mult de valoarea inducţiei de saturaţie B_s se aproximează ramurile ciclului real de histerezis prin segmente de dreaptă în modul indicat în figura 1. Se are de asemenea în

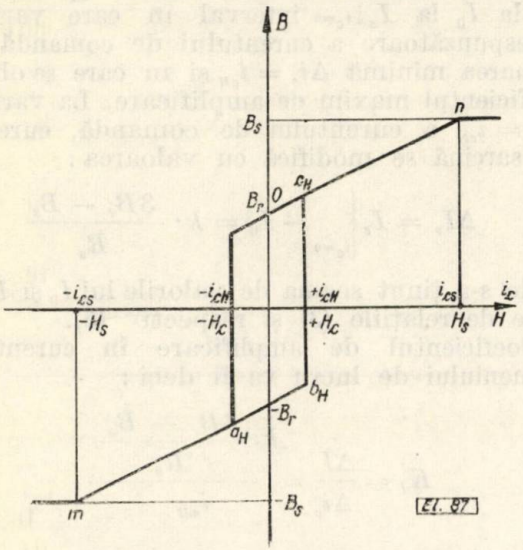


Fig. 1. Aproximarea ciclului real de histerezis prin segmente de dreaptă.

vedere că amplificatoarele magnetice cu autosaturaţie de toate tipurile au la bază schema de principiu prezentată în figura 2.

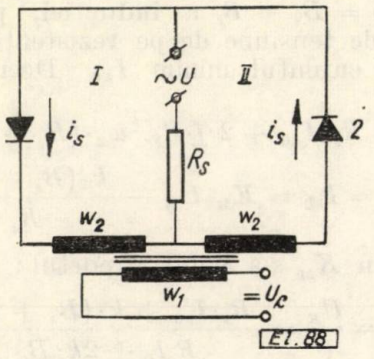


Fig. 2. Schema de principiu a amplificatorului magnetic cu autosaturaţie.

În semiperioadele în care înfăşurările w_2 sînt străbătute de curent, atît pentru ochiul I de reţea cît şi pentru ochiul II, este valabilă următoarea relaţie între valorile instantanee :

$$u = R_s \cdot i_s + u_T \qquad (1)$$

unde $u_T = w_2 \cdot \dfrac{d\Phi}{dt}$ este căderea de tensiune pe o înfăşurare de curent alternativ cu w_2 spire.

Integrînd pe o semiperioadă întreaga relaţie (1) se obţine :

$$\int_0^{\frac{T}{2}} u \cdot dt = R_s \cdot \int_0^{\frac{T}{2}} i_s \cdot dt + \int_0^{\frac{T}{2}} w_2 d\Phi \qquad (1')$$

şi ţinînd seama că valorile medii ale mărimilor de mai sus sînt definite prin relaţiile :

$$U = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} u \cdot d\omega t ; \qquad I_s = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_s \cdot d\omega t$$

rezultă :

$$U = R_s I_s + 2f \cdot w_2 \cdot S_{Fe} \cdot \Delta B \Big|_0^{\frac{T}{2}} \qquad (2)$$

unde prin $\Delta B \Big|_0^{\frac{T}{2}}$ s-a notat variaţia totală a inducţiei în semiperioada în care curentul I_s parcurge înfăşurarea w_2, iar S_{Fe} reprezintă secţiunea unui miez de fier al amplificatorului.

Pentru a asigura curentului minim de sarcină I_0 al amplificatorului o valoare cît mai redusă, se stabileşte de regulă variaţia totală a inducţiei la valoarea $\Delta B = 2B_r$. În acest caz, valoarea medie a tensiunii de alimentare a amplificatorului va trebui să fie :

$$U = R_s \cdot I_0 + 4f \cdot S_{Fe} w_2 \cdot B_r . \qquad (3)$$

Introducerea redresoarelor 1 şi 2 în serie cu înfăşurările w_2 deplasează limita inferioară a ciclului de histerezis la $+B_r$ (punctul 0 din fig. 3), deoarece curentul din înfăşurarea w_2 nu poate lua valori negative. Luînd în considerare pentru simplificarea analizei numai cazurile în care curba neliniară de magnetizare satisface condiţia :

$$B_s - B_r < 2B_r \quad \text{sau} \quad B_s < 3B_r \qquad (4)$$

rezultă că variaţia totală a inducţiei în semiperioada în care tensiunea de alimentare este aplicată înfăşurării w_2 este; $\Delta B = B_s - B_r$, iar valoarea medie a curentului de sarcină este dată de relaţia :

$$I_s \Big|_{i_c=0} = \frac{U - k \cdot (B_s - B_r)}{R_s} = I_{s_M} - I_{s_r} \qquad (5)$$

unde s-a notat :

$$I_{s_M} = \frac{U}{R_s} ; \quad I_{s_r} = \frac{k(B_s - B_r)}{R_s} \text{ şi } k = 4 \cdot f \cdot S_{Fe} \cdot w_2 .$$

Urmează să se determine acum efectul aplicării curentului de comandă i_c. În semiperioada în care redresoarele deconectează tensiunea de alimentare de la înfăşurările w_2, o valoare negativă oarecare i_{ck} a curentului de

comandă, fixează inducţia magnetică în miez la valoarea B_{0k}; în acest fel, în semiperioada următoare, tensiunea de alimentare va trebui să asigure variaţia $\Delta B_k = B_{1k} - B_{0k}$ a inducţiei de-a lungul unui ciclu parţial de histerezis a_k, b_k, c_k, d_k, 0 (fig. 3) unde B_{1k} este valoarea

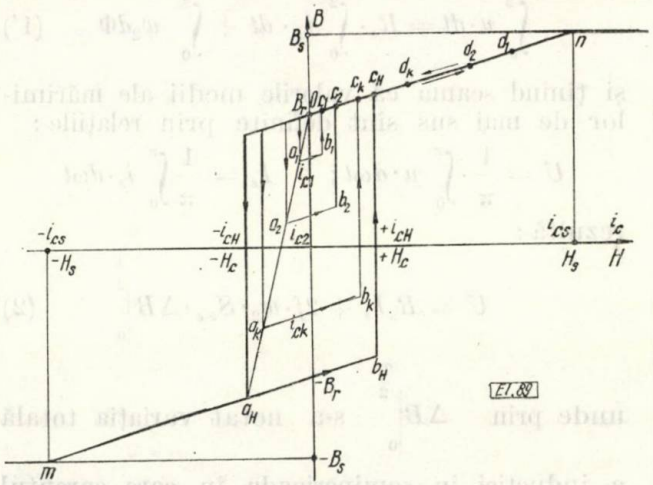


Fig. 3. Ciclurile parţiale de histerezis liniarizate.

inducţiei la limita superioară d_k a ciclului parţial de histerezis. Curentul de sarcină mediu va avea valoarea:

$$I_s\Big|_{i_{ck}} = \frac{U - U_{Tk}}{R_s} = I_{s_M} - k \cdot \frac{\Delta B_k}{R_s}.$$

În ipoteza că rezistenţa R_c a circuitului de comandă este suficient de ridicată încît să se poată neglija curenţii induşi în acest circuit la variaţia ΔB a inducţiei în semiperioada de lucru, dependenţa lui B_0 şi respectiv ΔB de curentul de comandă i_c poate fi obţinută mult mai simplu. Într-adevăr, în această ipoteză simplificatoare, dependenţa $B_0 = f(i_c)$ este reprezentată chiar de curba de magnetizare a materialului, curbă care constituie în acelaşi timp locul geometric pe care sînt situate limitele inferioare ale ciclurilor de histerezis, parţiale a_k, b_k, c_k, d_k, 0 din figura 3 [2]. În această figură, caracteristica de magnetizare s-a aproximat prin segmentul de dreaptă $o - a_H$. Independent însă de forma curbei de magnetizare, la variaţia curentului de comandă de la 0 la $-i_{cH}$, inducţia B_0 va scădea de la $+B_r$ la $-B_r$ şi variaţia totală ΔB a inducţiei într-un ciclu parţial de histerezis va creşte de la $\Delta B = B_s - B_r$ la $\Delta B_M = B_r - (-B_r) = 2B_r$, astfel că curentul de sarcină va scădea de la valoarea sa I_s (5) obţinută la $i_c = 0$, la valoarea minimă I_0.

Caracteristica amplificatorului cu autosaturaţie pentru domeniul de comandă $0 \geqslant i_c \geqslant -i_{cH}$ este dată deci de relaţia:

$$I_s(i_c) = \frac{U}{R_s} - k \cdot \frac{\Delta B(i_c)}{R_s}. \qquad (6)$$

Evident, forma caracteristicii de comandă pentru $i_c \geqslant -i_{cH}$ depinde direct de forma caracteristicii de magnetizare a materialului magnetic utilizat.

Din figura 3 rezultă de asemenea că valoarea maximă

$$I_{s_M} = \frac{U}{R_s}.$$

a curentului de sarcină, se obţine pentru o valoare pozitivă a curentului de comandă; $i_c = +i_{c_s}$

Domeniul practic de lucru al amplificatorului nu se întinde însă de la I_0 la I_{s_M} ci numai de la I_0 la $I_s|_{i_c=0}$ interval în care variaţia corespunzătoare a curentului de comandă are valoarea minimă $\Delta i_c = i_{cH}$ şi în care se obţine coeficientul maxim de amplificare. La variaţia $\Delta i_c = i_{cH}$ a curentului de comandă, curentul de sarcină se modifică cu valoarea:

$$\Delta I_s = I_s\Big|_{i_c=0} - I_0 = k \cdot \frac{3B_r - B_s}{R_s} \qquad (7)$$

unde s-a ţinut seama de valorile lui I_0 şi $I_s|_{i_c=0}$ date de relaţiile (3) şi respectiv (5).

Coeficientul de amplificare în curent al domeniului de lucru va fi deci:

$$K_I = \frac{\Delta I_s}{\Delta i_c} = \frac{k \cdot \dfrac{3B_r - B_s}{R_s}}{i_{cH}}. \qquad (8)$$

Să presupunem că se măreşte acum tensiunea de alimentare a amplificatorului într-atîta încît la $i_c = -i_{cH}$, limita superioară a ciclului de histerezis nu va mai coborî pînă la punctul c_H ci se va găsi în n la $+B_s$. Pentru a obţine un asemenea ciclu, tensiunea de alimentare trebuie să asigure variaţia maximă $\Delta B_M = B_s - (-B_r) = B_s + B_r$ a inducţiei, precum şi căderea de tensiune de pe rezistenţa R_s, produsă de curentul minim I_{K0}. Deci:

$$\text{şi} \quad U_K = R_s \cdot I_{K0} + 2 \cdot f \cdot S_{Fe} \cdot w_2 \cdot (B_s + B_r) \qquad (9)$$

$$I_{s_K}\Big|_{i_{cH}} = I_{K0} = K_M \cdot I_{s_M} - \frac{k \cdot (B_s + B_r)}{R_s} \qquad (10)$$

unde prin K_M s-a notat raportul:

$$K_M = \frac{U_K}{U} = \frac{R_s \cdot I_{K0} + k \cdot (B_s + B_r)}{R_s I_0 + 2k \cdot B_r}. \qquad (11)$$

Întrucît din relaţia (3) rezultă că:

$$k \cdot B_r = \frac{R_s}{2} \cdot (I_{s_M} - I_0)$$

şi cum:

$$k \cdot B_s = I_{s_r} \cdot R_s + k \cdot B_r \quad \text{(v. relaţia 5)}$$

rezultă că :

$$\frac{k(B_s + B_r)}{R_s} = I_{sr} + I_{sM} - I_0 .$$

Se obţine deci în final pentru curentul I_{K0} încă o expresie sub forma :

$$I_{sK}\Big|_{i_{cH}} = I_{K0} = (K_M - 1)\cdot I_{sM} - I_{sr} + I_0 . \quad (12)$$

La $i_c = 0$, limita inferioară a ciclului de histerezis se situează ca şi în cazul alimentării cu tensiunea U, în punctul 0, astfel că valoarea curentului de sarcină este :

$$I_{sK}\Big|_{i_c=0} = \frac{U_K}{R_s} - \frac{k\cdot(B_s - B_r)}{R_s} = K_M\cdot I_{sM} - I_{sr} . \quad (13)$$

Valoarea maximă a curentului de sarcină :

$$I_{sKM} = \frac{U_K}{R_s} = K_M\cdot I_{sM}.$$

se obţine şi în acest caz, pentru o valoare pozitivă a curentului de comandă : $i_c = +i_{cs}$

Cînd curentul de comandă variază de la zero la $-i_{cH}$, curentul de sarcină se modifică cu valoarea :

$$\Delta I_{sK} = I_{sK}\Big|_{i_c=0} - I_{K0} = \frac{2kB_r}{R_s} = I_{sM} - I_0 \quad (14)$$

unde s-au introdus valorile lui I_{K0} şi $I_{sK}|_{i_c=0}$ din ecuaţiile (10), (12), şi (13).

Coeficientul de amplificare în curent al domeniului de lucru va fi deci în acest caz :

$$K_{IK} = \frac{\Delta I_{sK}}{\Delta i_c} = \frac{\dfrac{2k\cdot B_r}{R_s}}{i_{cH}} . \quad (15)$$

Pentru a pune mai clar în evidenţă modul în care se modifică, la majorarea tensiunii de alimentare, caracteristica amplificatorului cu autosaturaţie, în diagrama din figura 4 s-au trasat pe aceleaşi coordonate, caracteristicile care se obţin la valorile date de relaţia (3) şi de relaţia (9) pentru tensiunea de alimentare (curba I şi respectiv II în fig. 4).

Este important de remarcat că expresia (14) a domeniului ΔI_{sK} de variaţie a curentului de sarcină în domeniul util de comandă $0 \geqslant i_c \geqslant -i_{cH}$ nu cuprinde şi raportul K_M de majorare a tensiunii de alimentare. Înseamnă deci că la o valoare a tensiunii de alimentare mai ridicată decît valoarea minimă dată de relaţia (9) nu se va obţine o extindere a domeniului de variaţie ΔI_{sK} peste valoarea limită dată de relaţia (14) ci numai deplasarea paralel cu ea însăşi a caracteristicii de comandă de-a lungul axei coordonatelor (curba III în fig. 4).

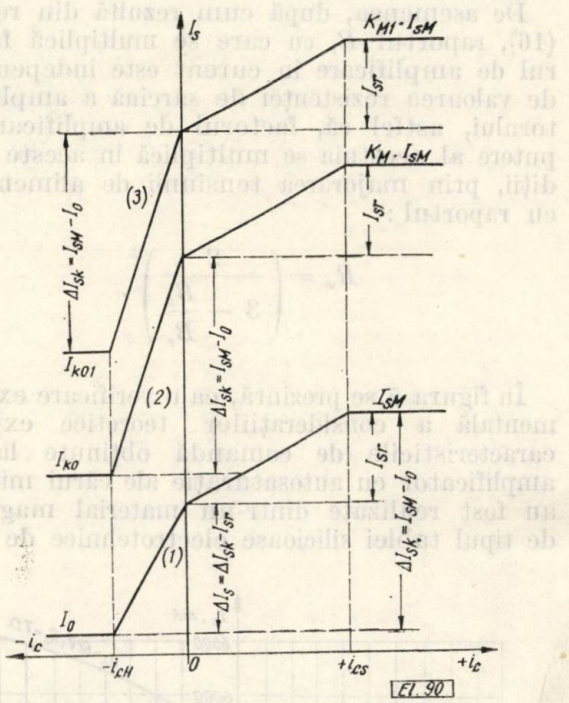


Fig. 4. Efectul majorării tensiunii de alimentare asupra caracteristicii de comandă a amplificatorului cu autosaturaţie.

Din relaţiile (8) şi (15) şi în ipoteza de calcul adoptată (care constituie cazul cel mai uzual) ; $B_s < 3B_r$ (4), rezultă că prin majorarea tensiunii de alimentare la valoarea optimă dată de relaţia (9), factorul de amplificare în curent în porţiunea de lucru a caracteristicii se multiplică cu raportul :

$$R_I = \frac{K_{IK}}{K_I} = \frac{2}{3 - \dfrac{B_s}{B_r}} . \quad (16)$$

Întrucît din relaţia (16) la $B_s = B_r$ rezultă $R_I = 1$, înseamnă că pentru materialele magnetice cu curbă de histerezis dreptunghiulară la care $B_s \cong B_r$, majorarea tensiunii de alimentare nu are ca rezultat sporirea factorului de amplificare în curent. În schimb, pentru materialele cu curbă de magnetizare neliniară, la majorarea tensiunii de alimentare la valoarea optimă (9), factorul de amplificare creşte cu atît mai mult cu cît este mai ridicat raportul $\dfrac{B_s}{B_r}$, deci cu cît este mai mare neliniaritatea curbei de magnetizare a respectivului material. Valoarea maximă care se poate atinge în acest mod pentru factorul de amplificare corespunde valorii care s-ar obţine pentru

un material cu curbă de histerezis dreptunghiulară care prezintă valori ale inducției de saturație B_s și cîmpului magnetic coercitiv H_c egale cu cele ale materialului cu curbă de magnetizare neliniară.

De asemenea, după cum rezultă din relația (16), raportul R_I cu care se multiplică factorul de amplificare în curent este independent de valoarea rezistenței de sarcină a amplificatorului, astfel că, factorul de amplificare în putere al acestuia se multiplică în aceste condiții, prin majorarea tensiunii de alimentare, cu raportul:

$$R_w = \left(\frac{2}{3 - \frac{B_s}{B_r}} \right)^2 . \qquad (17)$$

În figura 5 se prezintă, ca o verificare experimentală a considerațiilor teoretice expuse, caracteristicile de comandă obținute la un amplificator cu autosaturație ale cărui miezuri au fost realizate dintr-un material magnetic de tipul tablei silicioase electrotehnice de cali-

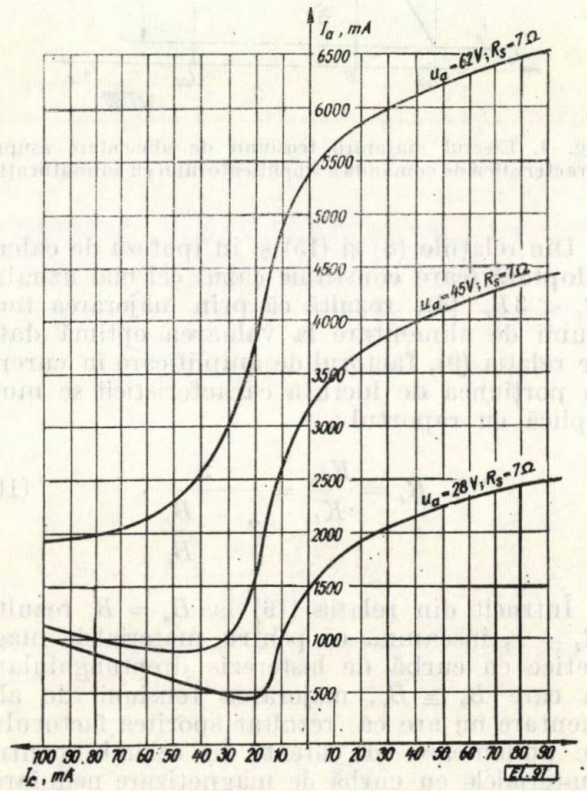


Fig. 5. Caracteristicile experimentale de comandă ale unui amplificator cu autosaturație realizat din miezuri magnetice din tablă silicioasă și alimentat la diferite valori de tensiune alternativă.

tate foarte slabă și a cărui curbă de magnetizare prezintă un cot de saturare foarte rotunjit. În funcție de datele constructive ale amplificatorului, valoarea normală (conform relației (3)) a tensiunii de alimentare a acestuia a rezultat a fi egală cu circa 28 V. Prin majorarea însă la 45 V a tensiunii de alimentare (deci pentru un factor $K_M = \frac{45}{28} \cong 1{,}6$) s-a obținut pentru domeniul de lucru o creștere a factorului de amplificare în curent de la 50 la circa 80 deci un raport de majorare $R_I = 1{,}6$ pentru amplificarea în curent și respectiv

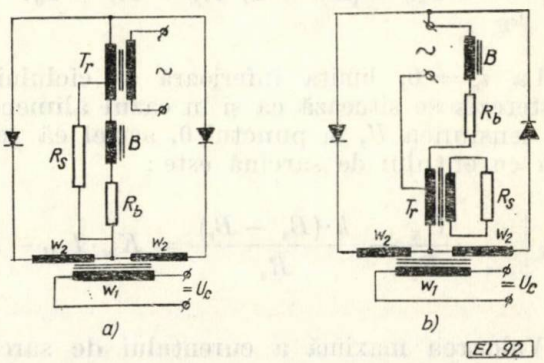


Fig. 6. Reducerea curentului de sarcină minim cu o inductanță suplimentară B la un amplificator cu autosaturație cu ieșirea în curent alternativ:
a – alimentat printr-un transformator cu priză secundară mediană; *b* – cu sarcina conectată prin intermediul unui transformator de adaptare.

$R_w \cong 2{,}6$ pentru amplificarea de putere. Totodată s-a obținut practic o dublare și a domeniului total de variație a curentului de ieșire al amplificatorului. Așa după cum rezultă din figura 5 prin majorarea la 62 V a tensiunii de alimentare nu se mai obține însă nici o creștere atît pentru factorul de amplificare cît și pentru domeniul total de variație a curentului de sarcină; se obține numai creșterea în continuare a curentului minim de sarcină; Rezultă deci că în cazul analizat, valoarea tensiunii optime de alimentare este de circa 45 V.

Creșterea importantă a curentului de sarcină minim, creștere de care este însoțită în mod inerent majorarea tensiunii de alimentare, se poate compensa printr-una din metodele cunoscute [3].

La amplificatoarele cu autosaturație cu ieșirea în curent alternativ se poate obține reducerea curentului de sarcină minim cu ajutorul unei inductanțe suplimentare B conectate în modul indicat în figura 6.

Principiul de funcționare al celor două scheme prezentate în figura 6 este identic: curentul care trece prin inductanța suplimentară cu miez de fier compensează în raport cu rezistența de sarcină R_s valoarea curentului minim de ieșire. La saturarea unuia dintre miezurile amplificatorului, tensiunea care se aplică pe inductanța B crește, astfel că această inductanță se saturează și ea însă creșterea curentu-

lui de compensare este limitată de rezistența de balast R_b.

Dacă la ieșirea amplificatorului este conectată o sarcină de tip electromagnetic cum ar fi spre exemplu înfășurarea de excitație a unui generator sau a unui releu, care trebuie alimentată în curent continuu, efectul curentului minim de ieșire se poate reduce în modul cel mai simplu cu ajutorul unui cîmp magnetic constant opus cîmpului creat de curentul amplificatorului. În acest scop, sarcina electromagnetică trebuie prevăzută cu două înfășurări : una conectată la ieșirea amplificatorului, iar cealaltă, de compensare, alimentată de la o sursă constantă de curent continuu.

În lipsa înfășurării de compensare, același efect se poate obține cu montajul prezentat în figura 7 ; În paralel cu sarcina este conectat

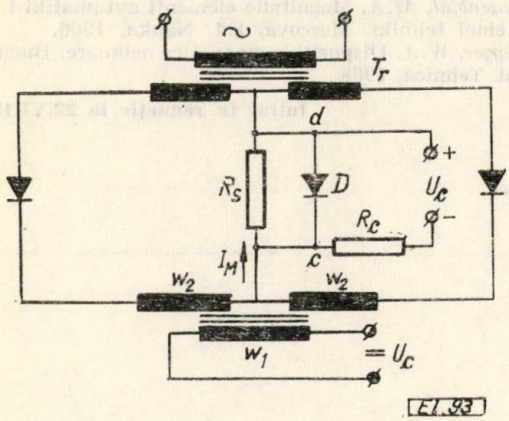


Fig. 7. Reducerea curentului de sarcină minim cu o sursă suplimentară de curent continuu U_c la un amplificator cu autosaturație cu ieșirea în curent continuu.

redresorul D la bornele căruia se aplică prin intermediul rezistenței $R_c \gg R_s$ tensiunea continuă U_c.

Cînd curentul de la ieșirea amplificatorului are valoarea minimă $I_M < \frac{U_c}{R_c}$, punctul d al schemei are un potențial pozitiv mai ridicat decît punctul c, astfel că redresorul D fiind deschis, scurtcircuitează sarcina R_s. La creșterea curentului de la ieșirea amplificatorului peste valoarea $I_M > \frac{U_c}{R_c}$, punctul c obține un potențial pozitiv mai ridicat decît cel al punctului d, astfel că redresorul D este blocat și curentul I_s din rezistența de sarcină R_s are valoarea :

$$I_s \cong I_M - \frac{U_c}{R_c}.$$

Se poate obține însă o compensare mai eficientă a curentului minim dacă se utilizează în acest scop un amplificator cu autosaturație auxiliar care să debiteze pe sarcina R_s un curent opus celui debitat de amplificatorul principal [1]. Cele două circuite de comandă se înseriază între ele și se dimensionează astfel ca saturația miezurilor magnetice ale ambelor amplificatoare să se producă la aceeași valoare a curentului de comandă. Această schemă de conectare prezentată în figura 8a nu diferă

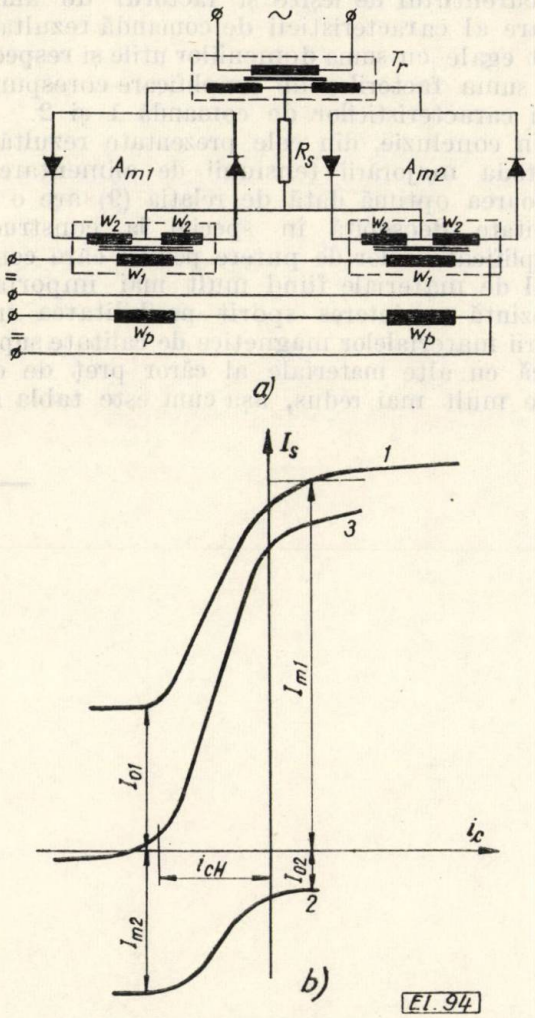


Fig. 8. Reducerea curentului de sarcină minim cu un amplificator auxiliar cu autosaturație A_{m2} care debitează în opoziție pe sarcina amplificatorului de bază A_{m1} :
a – schema de montaj ; *b* – caracteristica de comandă a amplificatorului de bază (curba 1), a amplificatorului auxiliar (curba 2) și caracteristica rezultantă (curba 3).

deci de schema obișnuită de conectare în „push-pull" decît numai prin faptul că cele două amplificatoare nu au caracteristici de comandă identice și că prin polarizarea dată amplificatorului auxiliar se deplasează caracteristica de comandă (2) a acestuia în poziția indicată în figura 8 b.

Dacă se realizează și amplificatorul auxiliar din materiale magnetice obișnuite, caracteristica sa de comandă poate fi și ea îmbunătățită

prin majorarea la nivelul optim a tensiunii de alimentare.

Condiţia principală care se pune în dimensionarea amplificatorului auxiliar este ca valoarea maximă I_{m2} a curentului său de ieşire obţinută la valoarea curentului de comandă i_{cH} să fie destul de apropiată de valoarea curentului minim I_{01} al amplificatorului de bază (fig. 8 b). În aceste condiţii domeniul util de variaţie al curentului de ieşire şi factorul de amplificare al caracteristicii de comandă rezultante sînt egale cu suma domeniilor utile şi respectiv cu suma factorilor de amplificare corespunzători caracteristicilor de comandă 1 şi 2.

În concluzie, din cele prezentate rezultă că metoda majorării tensiunii de alimentare la valoarea optimă dată de relaţia (9) are o eficacitate deosebită în special la construcţia amplificatoarelor de putere pentru care consumul de materiale fiind mult mai important, prezintă un interes sporit posibilitatea înlocuirii materialelor magnetice de calitate superioară cu alte materiale al căror preţ de cost este mult mai redus, aşa cum este tabla silicioasă electrotehnică, menţinînd însă la un nivel corespunzător performanţele amplificatorului realizat în acest mod. Această metodă poate fi utilizată cu un randament deosebit şi în cazul unor aliaje mai speciale de feronichel, de tipul perminvarului, care de asemenea nu prezintă o formă rectangulară a curbei de histerezis, dar care avînd o valoare ridicată a inducţiei de saturaţie, permit realizarea unor amplificatoare magnetice de mare sensibilitate şi cu un volum specific redus.

Bibliografie

[1] *Stoica, A.* Metodă pentru îmbunătăţirea caracteristicii de comandă a amplificatoarelor magnetice cu autosaturaţie, realizate din materiale magnetice, a căror curbă de histerezis nu au forma dreptunghiulară. Certificat de inventator nr. 51945.

[2] *Attura, G.M.* Magnetic Amplifier Engineering. New York, Mc. Graw-Hill, 1959.

[3] *Rozenblat, M.A.* Magnitnîie elementi avtomatiki i vîcislitelnoi tehniki. Moscova, Ed. Nauka, 1966.

[4] *Geyger, W.A.* Dispozitive magnetice neliniare. Bucureşti, Ed. Tehnică, 1968.

Intrat în redacţie la 22.VI.1971

TEZE DE DOCTORAT

CZ 621.372.011.1

SPINEI, F.: **Contribuţii privind teoria circuitelor electrice cu elemente neliniare şi cu parametri variabili.** Conducător ştiinţific — prof. dr. ing. Andrei Ţugulea.

Studiul fenomenelor neliniare în electrotehnică prezintă importanţă din punct de vedere teoretic şi practic, avînd în vedere larga utilizare a materialelor neliniare în construcţia maşinilor şi aparatelor electrice, folosirea curentă a elementelor de circuit neliniare în circuitele de curenţi slabi, precum şi faptul că, practic, toate fenomenele prezintă un anumit grad de neliniaritate.

Teza abordează analiza circuitelor electrice neliniare şi cu parametri variabili, avîndu-se în vedere atît elementele inerţiale, la care neliniaritatea se manifestă numai la schimbarea regimului permanent, cît şi elementele neinerţiale, a căror caracteristică variază în timp odată cu mărimile electrice caracteristice; prin „parametri variabili" se înţeleg deci, în lucrarea amintită, parametrii cu variaţii dependente de regimul circuitului.

În capitolul al 2-lea al lucrării se face o sinteză a stadiului actual al teoriei circuitelor electrice neliniare, trecîndu-se în revistă metodele de calcul cele mai frecvent folosite şi preocupările cele mai recente din acest domeniu, citîndu-se o amplă bibliografie. Următoarele trei capitole sînt consacrate contribuţiilor originale, fiind axate pe regimurile de funcţionare ale circuitelor.

Principalele contribuţii aduse de autor constau în următoarele :

— enunţarea şi demonstrarea teoremelor de unicitate privind : cîmpul electrocinetic staţionar într-un mediu neliniar cu caracteristică de conducţie monotonă şi reversibilă; circuitele electrice de curent continuu, în regim permanent, cu rezistoare monotone; circuitele electrice neliniare, conţinînd elemente monotone şi reversibile, aflate în regim tranzitoriu; cîmpul electromagnetic în medii imobile, izotrope şi monotone, în cazul unor sisteme simetrice unidirecţionale;

— enunţarea unor teoreme privind independeţa de condiţiile iniţiale a regimului stabilit în anumite tipuri de circuite electrice neliniare, precum şi demonstrarea lor;

— o metodă de analiză prin încadrare a circuitelor electrice rezistive de curent continuu;

— pătrunderea cîmpului magnetic într-un semispaţiu conductor feromagnetic cu caracteristica de magnetizare liniarizată pe porţiuni;

— o metodă de analiză a regimului periodic permanent stabilit în circuite simple (RL, RC serie), conţinînd, elemente neliniare neinerţiale cu caracteristici liniarizate pe porţiuni, alimentate cu surse sinusoidale;

— o metodă de analiză a regimului periodic al circuitelor conţinînd elemente neliniare inerţiale, folosind diagrame polare;

— stabilirea condiţiilor de transfer maxim de putere pentru : circuitele rezistive neliniare de curent continuu : circuitele neliniare inerţiale, conţinînd surse de aceeaşi frecvenţă, aflate în regim periodic.

Teza conţine o serie de aplicaţii :

— modelarea pe calculatorul analogic MEDA 41AT a pătrunderii cîmpului magnetic, de diverse forme, în tole feromagnetice; se urmăreşte încadrarea cazului neliniar între cazurile liniare limită;

— calculul unui circuit de ventilaţie al unei maşini electrice, folosind metoda Newton iniţializată prin metoda de încadrare;

— verificarea experimentală a metodei de analiză a regimului periodic din circuitele simple cu elemente neliniare neinerţiale.

Teza de doctorat valorifică constructiv tradiţiile ştiinţifice ale şcolii electrotehnice româneşti, selectînd aspecte deficitare comune problemelor întregului domeniu de cercetare şi încercînd elucidarea lor în cadrul general al teoriei, reuşind să aducă numeroase contribuţii originale într-un domeniu de cercetare aflat în plină actualitate.

Susţinerea publică a tezei a avut loc în luna iunie 1971, în cadrul Facultăţii de Electrotehnică a Institutului Politehnic din Bucureşti.

Ing. *R. Măgureanu*

RECENZII

P. Dimo, G. Manolescu, I. Iordănescu, A. Cristovici, L. Groza, S. Ionescu, B. Ungureanu, H. Albert, Gh. Moraite şi N. Chirculescu. **Calculul şi proiectarea sistemelor electroenergetice.** Bucureşti, Editura Tehnică, 1971, 16 capit., 437 pag.

Calculul şi dezvoltarea sistemelor electroenergetice, este un fapt care pentru specialistul lucrînd în domeniu, nu mai constituie o surpriză. Problemele care apar la dezvoltarea părţii electrice a unui sistem energetic solicită însă, datorită complexităţii lor, efectuarea unor numeroase studii şi analize care să conducă la un optimum. Pînă aici însă, proiectantul va trebui să găsească cele mai corecte soluţii privind arhitectura şi dezvoltarea reţelei, distribuţia lor teritorială, regimul de lucru şi problemele reglajului, stabilitatea statică şi dinamică, circulaţia de puteri, soluţii care în final se vor reflecta — evident — în fiabilitatea sistemului.

Prezenta lucrare, apărută de curînd în Editura Tehnică, îşi propune a prezenta aceste probleme aşa cum ele au fost „văzute" şi rezolvate de un colectiv valoros de specialişti ai Institutului de studii şi proiectări energetice din Bucureşti, institut cunoscut de altfel prin contribuţia sa deosebită la dezvoltarea sistemului energetic naţional. Iar soluţiile date în răstimp de peste 20 de ani, nu reprezintă „dezvoltări locale". ci contribuţii originale în dezvoltarea în general a energeticii *mondiale*, aşa cum rezultă din numeroasele aprecieri ale specialiştilor din străinătate, a Conferinţei Marilor Reţele Energetice (CIGRE), asupra contribuţiei aduse de specialiştii români, autori ai acestui interesant volum.

Editura îşi face cu această ocazie, datoria meritorie de a prezenta cititorilor noştri o lucrare originală, utilă, de larg interes.

Structura cărţii se bazează pe 16 capitole al căror conţinut se va prezenta succint în cele ce urmează.

Capitolul 1, capitol de introducere, prezintă evoluţia sistemului energetic naţional în ultimii 20 de ani şi a preocupărilor specialiştilor în această perioadă. Merită subliniat faptul că dacă în prima perioadă preocupările s-au referit mai mult la arhitectura sistemului, odată cu dezvoltarea acestuia, apar contribuţii deosebite în domeniul unor probleme legate de structura reţelelor şi stabilitatea lor, utilizarea calculatoarelor electronice.

Capitolul 2 — *Principii fundamentale de organizare a studierii sistemelor energetice* în care, pornind de la principiile de clasificare a reţelelor şi a treptelor de tensiune folosite în reţelele electrice de transport şi distribuţie, autorii completează informaţiile date cu elemente privind arhitectura sistemului şi gradul de exigenţă privind alimentarea cu energie electrică. Se indică modul de selecţie a soluţiilor de dezvoltare pe etape, deciziile corespunzătoare ce se impun şi succesiunea de operaţii legate de organizarea unei dezvoltări a sistemului energetic. Trebuie remarcată intenţia logică a autorilor de a utiliza elementele date într-o etapă determinată, ca mărimi de intrare pentru etapa următoare, realizînd prin aceasta un „model" pe baza căruia se pot stabili diverse programe.

Capitolul 3 — *Determinarea schimbului de putere între zone*, prezintă problemele legate de prognozarea unor mărimi (consum electric — producerea energiei) și modul în care pot fi utilizate aceste informații. Se indică modul de determinare al curbelor de sarcină, stabilirea fluxurilor de putere între zone în diverse ipoteze.

Capitolul 4 — *Configurații de sisteme și principii de funcționare.*

Necesitatea vehiculării unor energii mari de la „surse" spre beneficiari, impune alegerea unei structuri și organizări a rețelelor corespunzătoare specifică fiecărei tensiuni.

Se prezintă elemente de bază în stabilirea arhitecturii sistemului, strîns corelate cu nevoile de transport de energie spre diversele centre industriale și de garantare a unei bune fiabilități. Circulația de puteri active se studiază pe „modele", utilizînd intens calculatoare electronice. Modelele utilizate, unul de simulare, celălalt de programare liniară, reprezintă contribuții interesante ale specialiștilor din ISPE la dezvoltarea acestor tehnici.

Unele probleme privind cuplarea rețelelor de diverse tensiuni, caracteristicile impuse echipamentelor din stații, trecerea la diverse tensiuni, sînt succint prezentate în acest capitol.

Capitolul 5 — *Problema puterii reactive și a reglajului tensiunii*, tratată în acest capitol, este analizată în strînsă legătură cu următoarele aspecte : funcționarea economică în ansamblu a sistemului electroenergetic, obținerea unui nivel corespunzător de tensiuni la barele de consum, transport optimizat al puterii, siguranța alimentării și folosirea rațională a surselor de putere activă și reactivă. Se prezintă metodele și mijloacele de reglaj, transportul puterii reactive în rețelele de înaltă și foarte înaltă tensiune, factorul de putere natural și influența sa asupra distribuției de energie, ca și structura surselor de putere reactivă.

Capitolul 6 — *Tratarea neutrului și coordonarea izolației* — analizează diversele moduri de tratare a neutrului, cu referire și la unele aspecte concrete privind rețelele de înaltă și foarte înaltă tensiune din țara noastră. Concluziv, rezultă unele indicații privind alegerea nivelului de izolație în funcție de modul de tratare a neutrului.

Capitolul 7 — *Linii electrice aeriene și în cablu* — prezintă practica proiectării din țara noastră și criteriile de alegere a parametrilor unei linii electrice (tensiune nominală, secțiune și număr de conductoare pe faze, număr de circuite, nivelul de izolație etc.). Tabelar se prezintă caracteristicile principale ale liniilor electrice aeriene realizate în România.

Aceleași considerente stabilite la liniile aeriene se aplică și în cazul stabilirii parametrilor liniilor în cablu. Se indică locurile în care liniile în cablu capătă o largă aplicație (aglomerările urbane sau industriale, accesul în zone poluate, intrări și ieșiri în stații).

Capitolul 8 — *Regimul staționar al sistemelor electroenergetice.* Selecționarea celor mai interesante regimuri devine posibilă prin utilizarea unor programe de calcul generale cu ajutorul cărora se poate caracteriza o rețea prin cercetarea stărilor sale staționare sau dinamice. Se prezintă numeroase programe elaborate de autori utilizate într-un sistem general, utilizînd metoda originală românească a analizei nodale. Imaginea nodală a schemei REI, spre exemplu, se obține direct pe ecran, cu ajutorul anagrafului Dimo. Sînt prezentate programele elaborate pentru diversele tipuri de calculatoare utilizate : MECIPT-1, CIFA 101, CIFA 102, CET 500, ELLIOTT 803, ELLIOTT 4120, IBM-360 și IRIS-50, ca și metodele iterative (Seidel-Gauss, Ward-Halle) directe (matricea inversă), cele hibride (tip RCA—ISPE), utilizate în studiul regimurilor staționare.

Merită a fi remarcate metodele elaborate de P. Dimo care, ca și Reed, utilizează matrici reduse ; metoda elaborată este superioară celor cunoscute, prin datele suplimentare pe care le oferă (admitanțele de transfer între nodurile generatoare, sau ale schemei REI).

Capitolul 9 — *Stabilitatea statică* — în care se descriu procedeele de calcul pentru trei trepte de selecție a regimurilor și se fac aprecieri cantitative asupra stabilității statice. Se prezintă tipurile de schemă pe baza cărora se studiază limita de stabilitate statică și factorii ce o influențează ; exemple practice de diagrame de funcționare, pentru diverse construcții de generatoare, sînt date în acest capitol.

Capitolul 10 — *Regimuri accidentale și nesimetrice în funcționarea rețelelor de înaltă tensiune* — în care se studiază regimurile de scurtcircuit și cu nesimetrii longitudinale, ceea ce permite luarea unor decizii corecte în ceea ce privește dezvoltarea și exploatarea instalațiilor. Sînt date metode de calcul a regimurilor nesimetrice și schemele echivalente pentru calculul curenților de scurtcircuit. Masa de curent continuu construită de IRME își găsește largi posibilități de aplicație.

Verificarea ipotezelor și teoriei stabilite, se face pe baza unor programe de încercări efectuate în cadrul sistemului energetic, încercări din care rezultă o serie de măsuri concrete pentru exploatarea și proiectarea rețelelor viitoare.

Capitolul 11 — *Regimuri dinamice și problema evitării extinderilor incidentelor de exploatare.* Regimurile dinamice ce urmează unor defecte (scurtcircuite, declanșări intempestive etc.) sînt analizate corelat cu mijloacele de protecție necesare pentru a realiza o bună siguranță în funcționare. Tehnica de calcul a regimurilor dinamice este succint caracterizată de autori și permite selecția regimurilor dinamice periculoase. Extinderea incidentelor în regimuri nestabile este limitată prin măsurile de protecție propuse de autori. Pentru simplificarea activității de studiere a stabilității dinamice, se descriu metodele bazate pe utilizarea unor calculatoare numerice și instalații hibride.

Capitolul 12 — *Probleme privind alimentarea cu energie electrică a consumatorilor industriali.* Pornind de la necesitățile consumatorilor industriali, se descriu schemele de alimentare cele mai potrivite ca și metoda utilizată, în care funcționarea sistemului este descrisă de un proces stohastic de tip Marcov, proces a cărui evoluție este rezumată de „starea de succes" a sistemului și cea de „refuz".

Capitolul 13 — *Metodologia calculelor tehnico-economice comparative în domeniul sistemelor electroenergetice* — prezintă elementele de bază ce trebuie luate în considerare în calculele tehnico-economice ca și metodele de analiză a eficacității economice a investiției. O serie de variante propuse permit compararea acestora pe baza unor criterii de cheltuieli totale actualizate minime, metodă propusă de un alt grup de specialiști lucrînd în ISPE.

Capitolul 14 — *Problema generală a pierderilor în sistemele electroenergetice* — analizează pierderile totale de putere activă în rețelele de înaltă tensiune (în conductoare, în înfășurările transformatoarelor, în dielectric, corona, curenți de scurgere), indicîndu-se căi de reducere a acestora printr-o proiectare judicioasă a ansamblului, dar și a fiecărui element în parte. Se elaborează o serie de formule pentru aprecierea pierderilor de putere prin : intermediul impedanțelor proprii și de transfer a unei rețele fictive, al puterilor active și reactive a tuturor nodurilor, ca și prin intermediul coeficienților de pierderi determinați direct prin schema REI.

O serie de concluzii privind identitatea formală a unor expresii a pierderilor, permite utilizarea relațiilor stabilite, cu un grad ridicat de precizie.

Capitolul 15 — *Noi tehnici în dialogul om-mașină pentru studiul comportării rețelei. Dezvoltări ale analizei nodale. Vizualizarea* — prezintă cîteva principii stabilite în dialogul cercetător-calculator, principii aplicate cu succes în ISPE, prin noi căi de analiză a sistemelor energetice.

Este descrisă metoda de analiză nodală, schema REI (cu conceptele figurative asociate), precum și vizualizarea comportării unor noduri. Dezvoltări interesante se prevăd în viitor în tehnicile ce privesc asocierea calculatoarelor și consolelor de vizualizare la dispeceri, generatoare mari etc., pentru care deja există stabilite programele corespunzătoare.

Capitolul 16 — *Interconexiunea sistemelor energetice şi probleme speciale* — prezintă succint problemele noi (tehnice şi economice) ce apar ca o consecinţă a interconexiunii (reducerea vîrfului de putere necesară, a rezervei de putere instalată, optimizarea funcţionării sistemului, creşterea siguranţei în funcţionare).

★

Publicarea acestei lucrări, sintetizînd experienţa în domeniu a unui colectiv cu recunoscute merite ştiinţifice, constituie un fapt ce trebuie remarcat.

Experienţa autorilor dobîndită într-un lung şir de ani, numeroasele elemente originale apărute —, dezbătute de altfel în numeroase ocazii în cadrul unor congrese sau remarcate în reviste de specialitate de prestigiu —, conferă volumului un loc de frunte în rîndul apariţiilor oferite de Editura Tehnică în anul 1971.

Dr. ing. *Fl. Tănăsescu*

CZ. 621.3.011.2 :537.312.62

A.W.B. Taylor. **Supereonductivity.** Wykeham — publications (London) LTD, 1970, 102 pag., 63 fig.

De mai mulţi ani editura Wykeham publică lucrări cu caracter introductiv din domeniile de avangardă ale ştiinţei (Whykeham science serie) şi tehnicii (Whikeham technological serie), lucrări scrise de către competenţi şi reputaţi specialişti. În această ordine de idei, se înscrie şi lucrarea de faţă care aparţine seriei „Science".

În „Superconductivity" autorul (profesor de fizică la Universitatea din Liverpool) îşi propune — şi reuşeşte pe deplin — să introducă pe cititor în cunoaşterea fenomenului de supraconductibilitate precum şi a modernelor şi interesantelor aplicaţii ale acestuia.

Astfel, în capitolele 1 („Starea supra conductoare") şi 5 („Natura stării supraconductoare") se descrie calitativ şi cantitativ, starea de supraconductibilitate la corpul solid, se prezintă principalele metale şi aliaje supraconductoare precum şi consecinţele stării supraconductoare asupra rezistivităţii electrice, conductivităţii termice, căldurii specifice şi efectului termoelectric la acestea.

În capitolul 2 („Proprietăţile magnetice ale stării supraconductoare"), după ce se analizează influenţa cîmpului magnetic asupra corpurilor masive (efect Meissner) şi păturilor subţiri supraconductoare, se descriu unele aplicaţii bazate pe această influenţă printre care şi „pompa de flux magnetic" (pentru comprimarea sau eliminarea fluxului magnetic).

În fine, în capitolele 3 şi 4 autorul deosebeşte două tipuri de materiale supraconductoare: tipul 1 (de regulă metale simple) la care starea supraconductoare se manifestă uniform iar trecerea din starea normală în supraconductoare se face brusc, şi tipul 2 (unele aliaje descoperite după 1962) la care supraconductibilitatea se manifestă discret (sub formă de tubuşoare) în masa aliajului respectiv. Ca aplicaţii ale primului tip se descrie supapa de căldură (refrigeratoare supraconductoare), bolometrul supraconductor, criotronul (cu bobină şi cu pături subţiri încrucişate) şi celula de memorie, iar pentru al doilea tip — solenoidul şi respectiv magnetul permanent supraconductor, cum şi picoteslametrul bazat pe efectul Josephson.

Nu se descriu aplicaţii din domeniul cablurilor de forţă supraconductoare care există deja în exploatare de mai mulţi ani; de asemenea, nu se indică nici o referinţă bibliografică.

Cu toate acestea, stilul concis, clar şi atrăgător, cu demonstraţii intuitive — reducînd aparatajul matematic la minimum posibil — fac ca la capătul cărţii, cititorul să rămînă cu o idee clară asupra fenomenului de supraconductibilitate cum şi asupra principalelor aplicaţii ale acestuia în tehnica modernă.

M. Antoniu

REFERATE

CZ. 621. 3 *Electrotehnică generală*

CZ. 621.3.014.8

S.S. Lamba şi R.I. Kavanagh: Fenomenul de limitare a rezonanţei şi aplicaţiile sale (Phenomenon of isolated jump resonance and its applications). În: Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, nr. 8, august 1971, p. 1 047—1 050, 7 fig., 5 ref. bibl.

Se începe cu prezentarea fenomenului de rezonanţă şi se comentează utilizarea practică a salturilor de tensiune şi curent în diverse situaţii. Se arată şi se comentează posibilităţile de izolare, respectiv de limitare a salturilor pe care le înregistrează mărimile electrice şi magnetice din cadrul circuitelor studiate.

Se abordează o gamă largă de procese şi se studiază fenomenele neliniare în cazul cînd mărimile de intrare sînt variabile atît ca amplitudine cît şi ca frecvenţă.

Pentru fiecare caz studiat se trasează diagrame de variaţie ale mărimilor electrice şi magnetice în funcţie de frecvenţă. Se prezintă şi se comentează schema electrică care permite limitarea fenomenului de rezonanţă insistîndu-se asupra modului de utilizare practică a concluziilor care reiese din studiul teoretic şi practic a problemei tratate.

A.C.

CZ 621.3.042

C. Schick: **Circuitul magnetic ideal** (Le circuit magnétique idéal). În: Bulletin de l'Association suisse des electriciens, nr. 16, 7 august 1971, p. 759—763

Se fac consideraţii asupra fizicii circuitului magnetic ideal. Se prezintă relaţiile de calcul ale circuitului magnetic, ale limitei zonei de dispersie şi se fac investigaţii asupra dimensiunilor optime ale unui circuit magnetic practic.

După calcularea fluxurilor magnetice şi a tensiunilor magnetomotoare se prezintă diverse configuraţii de cîmp din întrefierul unor poli magnetici cu configuraţii geometrice oarecare. Se studiază cazul variaţiei cîmpurilor magnetice în prezenţa şi în lipsa armăturilor de scurtcircuit. Se stabileşte modelul matematic al limitei de dispersie şi se figurează zona pe un circuit dat. De remarcat că autorul restudiază circuitul magnetic ideal cu scopul conturării dimensiunilor sale practice. Totodată se recalculează o serie de mărimi magnetice fixîndu-se valoarea unor coeficienţi cu o valabilitate practică bine conturată.

Din confruntarea datelor de calcul obţinute pe un circuit ideal cu cele rezultate din examinarea unui circuit magnetic practic rezultă o eroare de circa 1—5 % ceea ce arată că teoria circuitului ideal se poate aplica fără reţinere în diferite cazuri practice studiate de autor.

A.C.

CZ. 621.313 *Maşini electrice*

CZ 621-313-333-044-5

Sadler, V.G. şi Davei, W.A. **Utilizarea motoarelor de inducţie liniare în industrie** (Application of linear induction motors in industry). In: Proc. IEE, vol. **118**, nr. 6, iun 1971, p. 765—776, 20 fig.

Aplicaţiile practice ale motoarelor liniare la diverse acţionări liniare sînt în prezent numeroase, folosindu-se mai multe tipuri standardizate de motoare de curent alternativ.

Printre avantajele acestui tip de motor se numără faptul că permite o accelerare şi decelerare mai rapidă decît se pot obţine cu mijloacele uzuale, de asemenea prezintă o uzură mai scăzută a dispozitivelor în care au loc accelerarea şi dece-

lerarea. Din punct de vedere constructiv, motoarele se pot realiza în soluţii complet protejate împotriva murdăriei sau atmosferelor viciate. Înainte de înfăşurare, miezurile sînt scufundate în nylon, iar după înfăşurare, întreaga construcţie este înglobată în răşini epoxi. Nu sînt utilizate carcase metalice. Gheaţa sau unsorile nu au efect dăunător asupra unui mijloc de locomoţie, atunci cînd este acţionat prin motoare liniare. În unele instalaţii, cum ar fi liniile de montaj ale motoarelor de automobile, în cazul în care sînt acţionate cu motoare liniare, producţia poate continua chiar dacă alimentarea cu energie electrică încetează. Banda de montaj poate fi deplasată manual. Un vehicul acţionat cu motor liniar poate urca pante mai înclinate decît e posibil în cazul soluţiilor clasice. Aceste motoare permit un control al vitezei şi avansului mai uşor în comparaţie cu motorul de inducţie rotativ, convenţional. Efectul de împingere poate fi exercitat asupra unui rotor fără contact mecanic, care, în unele cazuri, permite acţionarea fără deteriorarea mecanică a piesei în lucru. Reductoarele şi piesele intermediare pot fi eliminate. Forţa de atracţie magnetică obţinută cînd sînt folosite motoare cu rotoare din oţel, poate fi utilizată avantajos. Aplicaţia cea mai extinsă o au motoarele cu o singură parte, care pot fi cu secundare alternate sau cu secundar de oţel. Există multe aplicaţii realizate cu motoare cu statoarele dispuse pe ambele părţi ale rotorului. Se utilizează, de asemenea, motoarele disc. Întrefierele uzuale sînt de ordinul a 2 mm. Răcirea statoarele poate fi activată prin utilizarea radiatoarelor din aluminiu.

T.C.

DZ 621.313.322-81.045.59

Davies, J.E. — **Înfăşurări în întrefier pentru marile turbogeneratoare** (Airgap windings for large turbogenerators). In : Proc IEE, vol. **118**, nr. 3/4, martie/aprilie 1971, p. 529—535 fig. 7.

Conductoarele maşinilor electrice au fost introduse pentru prima oară în crestături în 1880. Aceasta a fost o idee foarte importantă pentru dezvoltarea ulterioară a maşinilor electrice deoarece a permis reducerea întrefierului şi trecerea eforturilor asupra armăturii de fier. Turbogeneratoarele moderne sînt realizate cu întrefier mare, impus de nevoia de a obţine stabilitatea sistemelor. Acest spaţiu poate fi folosit pentru plasarea înfăşurărilor de curent alternativ ale maşinii.

Repartizarea înfăşurărilor în crestături face ca jumătate din periferia întrefierului înspre stator, să nu poată fi utilizată pentru circulaţia fluxului, inducţia la vîrfurile dinţilor atingînd 2,2 T, ceea ce echivalează cu o creştere apreciabilă a întrefierului. Circulaţia liniilor cîmpului magnetic are direcţii diferite în dinţi şi juguri şi face neraţională utilizarea tablei laminată la rece. Prezenţa crestăturilor pe stator a impus, de asemenea, luarea unor măsuri speciale, ca transpoziţia conductoarelor elementare, consolidarea mecanică a înfăşurărilor în crestături datorită forţelor ce acţionează cu frecvenţa de 100 Hz, reducerea pierderilor de suprafaţă la rotor avînd frecvenţa de $6g \pm 1$ (g fiind numărul de crestături pe pol şi fază). Introducerea înfăşurărilor în întrefier permite reducerea diametrului statorului cu dimensiunile radiale ale dinţilor, reducerea greutăţii fierului statorului, înlăturarea operaţiei de ştanţare, înfăşurarea statorului poate fi realizată ca un cilindru separat şi montată ulterior ca un ansamblu de sine stătător, izolaţia individuală a barelor stator dispare. Din punctul de vedere al pierderilor dispar pierderile în dinţi, tolele cu cristale orientate pot fi utilizate raţional, dispar pierderile în cupru datorate prezenţei dinţilor. Dispar vibraţiile danturii şi vibraţiile înfăşurării datorate fluxurilor de dispersie în crestătură. Este redusă reactanţa tranzitorie ca şi efectul ovalizării statorului. Au fost găsite unele soluţii constructive pentru noul tip de înfăşurare şi se speră că avantajele tehnico-economice vor determina aplicarea noii soluţii la maşini peste 750 MW.

T.C.

CZ 621.313.1.042.12

Cruickshank, A.I.O., Anderson, B.A.F. şi Menzies, R.W., **Teoria şi performanţa reluctanţelor motoarelor cu rotoare axiale laminate anizotropic** (Theory and performance of reluctance motors with axially laminated anisotropic rotors). În :Proceedings of the Institution of electrical engineers, nr. 7, iulie 1971, p. 887—894, 9 fig., 2 anexe, 53 ref. bibl.

Studiul teoretic şi practic al reluctanţelor motoarelor electrice cu rotoare axiale laminate anizotropic. Experimentările arată posibilităţile de dezvoltare practică a motoarelor cu performanţe ridicate întrucît acestea prezintă o stabilitate sporită în raport cu alte tipuri de rotoare. În continuare s-au prezentat caracteristicile reluctanţelor şi modul lor de determinare. Problemele tratate se referă la următoarele subiecte : modelarea şi proiectarea reluctanţelor motoarelor electrice cu rotoare speciale ; tehnologia de fabricaţie a acestor tipuri de rotoare ; rotoare magnetice anizotrope supuse încercărilor experimentale ; circuitul fluxurilor magnetice şi modul lor de calcul ; prezentarea şi comentarea rezultatelor de calcul cu sublinierea stabilităţii în funcţionare a motoarelor cu rotoare anizotropice.

Pe baza studierii modelelor matematice construite se indică soluţia optimă de principiu pentru construirea unor motoare electrice cu rotoare axiale laminate anizotropic.

A.C.

CZ 621.313.333.2.042.53

Hühns, Till şi Kratz, G., **Motorul liniar ca element de acţionare** (Der Linearmotor als Antriebselement) In : ETZ-B, nr. 19. 1971, p. 449—450, 5 fig. 2 grafice.

În cazul mişcărilor liniare forţa de acţionare este transmisă actualmente de la o maşină în rotaţie prin intermediul diferitelor dispozitive : angrenaje, roţi, elemente de transmisie hidraulice sau pneumatice. Motorul liniar a fost descoperit la începutul veacului nostru dar a fost utilizat doar într-o măsură redusă în Franţa. Ca şi la maşinile rotative deosebim motoare liniare de curent continuu, motoare sincrone şi asincrone. Motoarele de curent continuu nu prezintă importanţă, cele sincrone, după o anumită perfecţionare pot deveni interesante (cos $\varphi = 1$ la excitaţie cu c.c.), dar cele asincrone fac obiectul unor multiple discuţii şi încercări.

Într-o figură sînt arătate cele patru sisteme ale motorului asincron (cu stator sau rotor scurt, pe o parte sau pe două părţi). Reglajul forţei sau vitezei se realizează, ca la motorul asincron cunoscut, cu ajutorul frecvenţei sau tensiunii. Variaţia întrefierului ne oferă o posibilitate în plus. Într-un grafic sînt arătate aspectele diferitelor mărimi : forţa de tracţiune, cos φ, randament la un model încercat etc., fiind descrise condiţiile variaţiei lor. Se arată că metoda cea mai eficace, pentru a interveni în comportarea forţei faţă de viteză, constă în utilizarea unui convertizor static de frecvenţă. Se obţine astfel orice punct al sarcinii, la o alunecare constantă şi la un maximum de randament şi de cos φ. Se arată de ce şi frînarea la motorul liniar este mai puternică : datorită funcţionării ca generator suprasincron a frînării cu contracurent şi a frînei cu curenţi Faucault. Ca avantaje faţă de motorul asincron obişnuit, la motorul liniar nu există limitarea tirajului, uzura, zgomotul şi ungerea. În schimb variaţia întrefierului reduce forţa de tracţiune şi randamentul, iar antrefierul mărit la aceste motoare provoacă o influenţă mai pronunţată a dispersiunii asupra comportării în exploatare. În încheiere sînt arătate mijloacele de evitare a acestor dezavantaje, cum ar fi numărul impar de poli (contra efectului longitudinal) sau despicarea şinei de reacţie (contra efectului transversal). În cazul cînd motorul liniar reprezintă avantaje faţă de maşina rotativă, proiectarea lui rămîne economică doar cu respectarea anumitor condiţii din domeniul geometriei şi al tehnicii comenzii.

Gh. C.

CZ 621.313.1.048.1:621.315-616.9

P ö l z b a u e r, A. **Izolarea prin stropire, a rotoarelor şi a statoarelor, cu praf epoxidic** (Sprühisolierung von Läufern und Ständern mit Epoxydpulvern) In: ETZ-B, nr. 18, 1971, p. 428—430, 3 fig.

La construcţia maşinilor electrice se urmăreşte creşterea cifrei de kW pe kg de construcţie, în care scop se tinde în permanenţă spre introducerea unor materii izolante cît mai corespunzătoare. Spre deosebire de sistemele vechi, la care materialul izolant al ancoşelor din rotoare şi statoare se forma — fie prin tăiere, fie prin stropire — introducîndu-se ulterior în ancoşe, metoda de faţă utilizează stropirea directă a izolantului în ancoşele statorului sau rotorului, ceea ce a dus la sporirea simţitoare a producţiei. Ideea acestei izolări s-a putut impune abia după realizarea pulberilor de răşină epoxidică. Aceasta se stropeşte pe pachetul de tole încălzit la 200...230°C şi formează după răcire un strat omogen izolant.

Se preferă praful monocomponent al răşinii epoxidice, care prezintă atît avantaje electrice (rezistenţa specifică $10^{14}\ \Omega$. .cm, coeficientul dielectric 4,4, tensiunea de străpungere 40—50 kV/mm), termice (rezistenţă calorică 250°C), mecanice (rezistent la proba lui Erikson) şi chimice (neinflamabil, rezistenţă faţă de acizi, rezistenţă la depozitare). Pulberile de răşină se stropesc la 200...230°C şi se solidifică în 10—20 s. În două figuri sînt arătate atît secţiunea maşinii de stropit pulberea cît şi operaţiile necesare obiectului, care trebue izolat. Se acordă o deosebită atenţie stratului de izolaţie la margini, acestea fiind mai periclitate din punct de vedere al străpungerii izolaţiei de pulbere. În încheiere sînt enumerate avantajele acestui izolament, cum ar fi: intercalarea comodă într-un sistem de fabricaţie pe bandă, spaţiu ocupat redus, economie la manoperă, ocupă spaţiu mic, lăsînd posibilitatea unor secţiuni mai mari de cupru, nu se deplasează de pe locul pe care a fost stropit, nu permite intrarea aerului în eventuale goluri dintre izolament şi tole ceea ce uşurează răcirea cuprului înfăşurat, nu există pierderi de pulbere, deoarece prisosul se reîntoarce în punctul de plecare.

Gh. C.

CZ. 621.316 *Distribuirea energiei electrice. Reglarea mărimilor electrice*

CZ. 621.316.728.025:621.382.333-3

G r a f h a m, R.D. **Controlul puterii în curent alternativ cu ajutorul tiristoarelor I** (Thyristor control of a.c. power). În: Electrical Review, vol. **188**, nr. 20, mai 1971, p. 663—667, 7 fig.

Tiristorul a fost introdus în aplicaţii industriale în 1957 şi a fost utilizat, în special, ca tiristor triodă de blocare inversă.

În prezent tiristorul este realizat în gama de curenţi de la 0,5 A la 800 A şi tensiuni pînă la 480 V, putînd funcţiona la frecvenţe pînă la 20 KHz. Aceste caracteristici îl fac adaptabil unor utilizări foarte diverse, cum ar fi iluminatul fluorescent de înaltă frecvenţă, instalaţiile de ultrasunete, încălzirea prin inducţie şi acţionările de motoare cu frecvenţă variabilă.

În anul 1963 a fost introdus „triac-ul" sau tiristorul triodă bidirecţional, dispozitiv ce conduce curentul în ambele sensuri, permiţînd reglarea uşoară a curentului, în curent alternativ. Triacul se fabrică, în general pentru tensiuni de 117÷÷220 V, la 50 sau 60 Hz şi curenţi de la 3 la 30 A.

Indiferent de tip, tiristoarele au multe caracteristici comune:

— compactitatea, un tiristor ce ocupă un volum de cîţiva cm^3 permite reglarea unei puteri de zeci de kilovaţi;

— durată de viaţă lungă: deoarece tiristorul nu conţine părţi în mişcare nu se uzează, iar solicitările interne sînt scăzute, dacă dispozitivul este utilizat în limitele garantate;

— randament ridicat: deoarece necesită putere de comandă foarte mică, iar căderea de tensiune, la trecerea curentului, este redusă, randamentul tiristorului depăşeşte 95%;

— viteză de reacţie: tiristoarele comută în micro-secunde, fără salturi, permiţînd un răspuns rapid al sistemului de comandă la semnalele de intrare şi la variaţiile de sarcină;

— o mare capacitate de suprasarcină; în mod tipic, tiristoarele pot suporta suprasarcini de scurtă durată, reprezentînd pînă la zece ori curentul nominal, permiţînd o coordonare raţională a fuzibilelor de protecţie.

T.C.

CZ 621.316.728.025:621.382.333.3

G r a f h a m, R.D. **Controlul puterii în curent alternativ, cu ajutorul tiristoarelor III** (Thyristor control of a.c. power III). In: Electrical Review, vol. **188** nr. 22, mai 1971, p. 731—732, 4 fig.

În primele două articole publicate, cu acelaşi subiect, a fost prezentat stadiul actual al dezvoltării tiristoarelor şi domeniile lor de utilizare, cum ar fi controlul de fază în iluminat şi în acţionarea motoarelor, comutarea la tensiunea zero a sarcinilor rezistive etc. Viitoarele progrese în aceste domenii vor consta, în special, în reducerea costurilor funcţionale şi creşterea siguranţei în exploatare. Deoarece în prezent volumul ocupat de schemele de comandă este destul de mare, există tendinţa înlocuirii lor prin dispozitive de comandă cu circuite integrate, de tip monolit cu funcţiuni complexe. Cu toate că costul dezvoltării iniţiale al circuitelor integrate poate fi ridicat, ţinînd seama de producţia foarte mare de astfel de circuite, amortizarea costurilor iniţiale are loc în timp scurt. În acelaşi timp, dezvoltarea paralelă a semiconductoarelor de putere specializate, prin utilizarea tehnicilor de asamblare automatizate, va reprezenta o altă cale de reducere a costurilor. Creşterea siguranţei în funcţionare va fi posibilă prin înglobarea elementelor semiconductoare în învelişuri de protecţie, cu mare stabilitate la acţiunea agenţilor dăunători din mediul înconjurător.

Coeficienţii de siguranţă luaţi în calcul la dimensionarea comenzilor cu tiristoare a echipamentelor electrocasnice sau de uz comun, sînt destul de mici. Dimensionarea instalaţiilor cu tiristoare pentru scopuri industriale trebuie să admită coeficienţi de siguranţă mult mai largi, funcţie de solicitările posibile şi gradul de importanţă impus, atît în ceea ce priveşte supratensiunile cît şi supracurenţii prevăzuţi.

Utilizarea siguranţelor cu acţiune ultra rapidă este de asemenea, limitată la instalaţiile industriale, cu tiristoare datorită costului ridicat al acestui tip de protecţie. Uneori pot fi utilizate şi siguranţe speciale pentru limitarea curentului dacă produsul I^2t de întrerupere este mai mic decît produsul I^2t de stabilitate a semiconductorului.

T.C.

CZ 621.317 *Tehnica măsurilor electrice. Aparate de măsură*

CZ. 621.317.716:538.61

A u m o n t, P. şi P e l l e t i e r, E. **Reductoare de curent magneto-optici cu efect Faraday.** (Reducteurs de courant magnéto-optiques á effet Faraday). În: Revue générale de l'Électricité, nr. 7—8, iulie-aug 1971, p. 617—622, 2 fig., 5 diagrame, 11 ref. bibl.

Se expun noile concepte care au stat la baza studiului teoretic şi experimental de realizare a reductoarelor de curent magneto-optici cu efect Faraday pentru tensiuni superioare de 1 000 kV. În structura articolului se discută următoarele probleme tehnice: necesitatea creării unor asemenea aparate pentru tensiuni mai mari decît 750—1 000 kV; problemele puse în discuţie pentru realizarea unor reductoare magneto-optice cu efect Faraday pentru tensiuni de 1 200 kV; efectul Wiedemann şi efectul Faraday. Date comparative şi posibilităţi de folosire pentru realizarea aparatajului de înaltă tensiune; modelele matematice ale curenţilor pentru diferite situaţii de funcţionare a noilor tipuri de reductoare; prezentarea principalelor caracteristici ale prototipului realizat pe baza experienţelor realizate pentru diverse regimuri de funcţionare a reductorului magneto-optic cu efect Faraday.

A.C.

CZ. 621.38 *Dispozitive electronice*

CZ. 621.384.5

Boulloud, A. ş.a. **Descărcările electrice în vid** (Les déchanges électriques dans le vide). În : Revue Générale de l'Électricité, nr. 7—8, iulie-august 1971, p. 563—582.

Problemele puse în discuţie au următoarele titluri : premisele descărcărilor în vid şi orientarea cercetărilor în această problemă ; aspecte teoretice şi practice ale emisiei electronice ; unele probleme de interacţiune între emisia electronică şi temperatura catodului ; microdescărcările electronice în vid. Aspecte teoretice şi experimentale ; progrese realizate în studiul electrozilor de diferite forme şi suprafeţe pentru ameliorarea descărcărilor în vid ; probleme ale arcului electric în vid. Modelul matematic şi posibilităţile de experimentare a ipotezelor de exploatare optimă a instalaţiilor ; limitarea descărcărilor în banda de înaltă frecvenţă şi măsurile practice recomandate pentru instalaţiile industriale.

Problemele sînt dezvoltate atît sub aspect teoretic cît şi experimental. La fiecare subiect se expune partea fenomenologică şi se dă relaţia matematică care apoi constituie punctul de plecare pentru experimentarea diverselor aspecte ale descărcărilor electrice în vid.

A.C.

CZ 621 — 7 *Deservirea, întreţinerea şi protecţia maşinilor*

CZ 621—74.001.2

Römisch, H. **Calculul siguranţei în funcţionare. Principiile** (Zuverlässigkeitsberechnung — Grundlagen) În : ETZ-B nr. 18 1971, p. 425—429 — 4 graf.

În introducere se arată că aparatajele de precizie moderne nu trebuie să corespundă doar condiţiilor puse de probe la ieşirea din fabricaţie ci trebuie să ofere o garanţie suficientă că într-o anumită perioadă de timp vor funcţiona, cu o anumită probabilitate, fără întreruperi. Acest grad de siguranţă este o funcţie a probabilităţii care depinde de mai mulţi factori : elementele componente, încercarea, timpul. Spre deosebire de calitate, o însuşire a obiectului nou, siguranţa de funcţionare arată cît timp această calitate se menţine sub influenţa diferiţilor factori înconjurători, a duratei de serviciu etc. Calitatea este o mărime statică, siguranţă în funcţionare, o mărime dinamică, care poate fi stabilită doar după o anumită perioadă de serviciu. Se introduce noţiunea de „Ausfallrate" (coeficientul întreruperilor) : $\lambda = \frac{F}{\sum PH}$ în care F = întreruperile în perioada de încercare T, P = probele reuşite între două întreruperi, H = timpul dintre două întreruperi (probe nereuşite). λ variază în timpul duratei de viaţă a unui aparat după un grafic arătat. Gradul de siguranţă poate fi indicat, încă pe două căi : ca MTBF (mean time between faitures) şi ca probabilitate R a serviciului (funcţionării) sigur într-un timp dat. Sînt arătate apoi relaţiile dintre λ, MTBF şi R. De situaţia, în care se găseşte aparatul, depinde şi valoarea lui λ, care trebuie înmulţit cu Ke corespunzător (indicat într-o tabelă), după cum ne aflăm pe pămînt, în tren, în avion etc.

Este discutat apoi coeficientul λ pentru cazul defectării unui singur element al aparatului respectiv, introducîndu-se şi noţiunea de „redundanţă" unde în interesul funcţionării mai sigure, a reducerii întreruperilor, anumite elemente sînt dublate.

La aceste redundanţe deosebim cazul, în care, la defectarea unui element comutarea se face manual şi aparatajele, la care la defectarea unui element, comutarea pe elementul de siguranţă se produce automat.

În încheiere sînt indicate diferitele condiţii necesare calculelor realizate : erorile sînt independente una de alta în acelaşi aparat, toate erorile au structura „da sau nu", adică erorile presupun scoaterea completă din serviciu a aparatului, cifra erorilor întîmplătoare este redusă faţă de cea a erorilor datorite uzurii etc.

Gh.C.

SCURTE ŞTIRI

Temperaturi de 100 milioane °C s-au obţinut timp de 1 μs la experienţele de fuziune nucleară într-o plasmă de hidrogen greu presată în interiorul unui cîmp magnetic. Experienţele s-au realizat în institutul de fizică a plasmei din Iülich.

Din : ETZ — B, nr. 15—16, 1971

Cel mai mare Laser din Europa (8 m lungime) este instalat în uzina Rolls-Royce din Hillington şi serveşte la operaţii de sudură şi tăiere în industria aeronavelor.

Din : Maschinenmarkt, nr. 31 1971.

Izolaţia din PVC a conductelor cîştigă în rezistenţă mecanică şi termică prin iradierea cu electroni purtători de energie. Punctul ridicat de aprindere reduce pericolul incendiilor din instalaţii şi aparate.

Din : ETZ-B, nr. 18, 1971

Cea mai mare turbină Francis din Europa o construiesc două întreprinderi suedeze, pentru hidrocentrala Parjus din Laponia. Va avea o putere pînă la 250 MW, rotorul cu un diametru de 7 m cîntărind 200 t. Turbina va lucra la o cădere de 59,5 m şi va intra în funcţiune în 1975.

Din : ETZ-B, nr. 19, 1971

CONTENTS

DC 621.3.013 7 :621.315.14
Titz, Gh. : **Electrodynamic forces in three — phase systems with paralleled two-conductor phases.**
Electrotehnica, **20**, nr. 2 feb. 1972, p. 41—47

The paper studies the electrodynamic forces — symmetrical and asymmetrical currents — appearing in a three-phase system with paralleled two-conductor phases. Maximum force curves of several ratios of distances between conductors are given.

DC 621.313.32.016 .25
Dobraniș, A. : **Behaviour of big power synchronous generators under reactive power absorption conditions.**
Electrotehnica, **20**, nr. 2 feb 1972, p. 47—52

The author analyses the behaviour of big power synchronous generators operating under reactive power absorption conditions, emphasizing the limitations which are to be observed in such cases.

The paper further analyses the running of synchronous machines with double excitation winding, pointing out their improved behaviour as regards the increase in the capacity of absorbing reactive power. The author closes the paper with some considerations regarding the stability of these machines.

DC 621.313.333.042.12 :621.3.016.1
Firețeanu, V. and *Stanciu, D.* : **Experimental study of the magnetic field and power of a linear induction motor.**
Electrotehnica, **20**, nr. 2 febr. 1972, p. 53—57

Relyung on static and dynamic testings of a medium power linear induction motor, the authors analyse the effects of the open magnetic circuit and of the electrical and magnetic homogeneity of the armature on the form of the magnetifield within the entrefer and on the developed power.

A simplified calculation of the mechanical characteristic was based on the hypotheses deduced from experimental analyses. The paper presents an original method of determining the mechanical characteristic when a testing installation — under permanent operation conditions — is not available.

DC 621.316.923.2.064 :3 :621.317.333.83
Marinescu, I. : **Determination of the recovery voltage in a synthetical scheme for the testing of high voltage fusibles.**
Electrotehnica, **20**, nr. 2, febr 1972, p. 57—63

The expression of the recovery voltage which appears in the synthetical scheme for the testing of the commutation capacity of fusibles, prezents besides its theoretical aspect, a marked practical aspect, offering the possibility to determine the elements of the scheme so that the conditions imposed by the Standards of the amplitude factor and of the circuit own frequency should be complied with. Starting from this premise the author sets up the initial conditions capable to answer the purpose : connecting of the passive path when the current is zero and the voltage at the terminals of surce — capacity assumes maximum value.

DC 621.317.734 :621.382.3
Antoniu, M. : **Transistorized megohmmeter based on an electrostatic spring ratiometer with finite measurement range.**
Electrotehnica **20**, nr. 2, feb 1972, p. 63—68

The author analyses an electrostatic spring ratiometer operating on a megohmmeter scheme, reaching the conclusion that it can secure a specific stabilized couple more than three times that of the electrostatic ratiometer with voltage variation and more than four times that of the conventional ratiometer, but its measuring range in significantly narrower than that of the two latter. The paper supplies an example of calculation and building of a 2,500 V megohmmeter with a 5 Me + 10^6 M Ω measuring range and five sensitivity steps.

DC 621.318.423
Stoica, A. : **Optimum feeding voltage for self- saturation magnetic amplifiers made from materials with non-rectangular hysteresis loop.**
Electrotehnica, **20**, nr. 2 feb 1972, p. 68—74

The author emphasizes the fact that in self-saturation magnetic amplifiers made from materials with non-rectangular hysteresis loop, the increase, up to a certain level, in the feeding alternating voltage is not accompanied only by an increase in the minimum load current but also by an extension of the total range of variation of the load current and by a rise in the amplification factor.

SOMMAIRE

CD 621.3.0 13.7 :621.315.14

Titz, Gh. : **Les forces électrodynamiques dans les systèmes triphasés à deux conducteurs en parallèle sur chaque phase.**
Electrotehnica **20**, no. 2, fevr. 1972, p. 41–47

On étudie les forces électrodynamiques qui s'exercitent dans un système triphasé à deux conducteurs en parallèle sur chaque phase. L'étude est effectuée pour des courants symétriques et pour des courants non-symétriques. On présate les courbes des forces maxima pour quelques rapports entre les distances entre les conducteurs.

CD 621.313.32.016.25

Dobraniş, A. : **Le fonctionnement des générateurs synchrones de grande puissance, en régime d'absorbtion de la force réactive.**
Electrotehnica **20**, no. 2, fevr. 1972, p. 47–52

On analyse le comportement des générateurs synchrones de grande puissance, pour le cas où ils fonctionnent en régime d'absorbtion de la force réactive, et l'on met en évidence le limites qui s'imposent dans pareils cas. Ensuite, on analyse le fonctionnement, dans un régime semblable, des machines synchrones à deux enroulements d'excitation et l'on met en évidence le comportement amélioré de ces machines du point de vue de l'accroissement de la capacité d'absorbtion de la force réactive.

CD 621.313.333.042.12 :621.3.016.1

Fireţeanu, V. et *Stanciu, D.* : **Étude expérimentale du champ magnétique et de la puissance du moteur d'induction linéaire.**
Electrotehnica **20**, no. 2, fevr. 1972, p. 53–57

Basé sur les résultats des essais effectués en régime statique et dynamique, sur un moteur linéaire de puissance moyenne, on analyse l'influence des effets du circuit magnétique ouvert ainsi que l'influence de l'homogénéité électrique et magnétique de l'induit, sur la forme du champ magnétique dans l'entrefer et la force développée. L'ouvrage présente une méthode originale pour déterminer la caractéristique mécanique lorsque l'on ne dispose pas d'une installation d'essais en régime permanent de fonctionnement.

CD 621.316.923.2.064.3 :621.317.333.83

Marinescu, I. : **La détermination de la tension de rétablissement dans un schéma synthétique pour l'essai des coupe-circuits de haute tension.**
Electrotehnica **20**, no. 2, fevr. 1972, p. 57–63

L'expression de la tension de rétablissement qui apparait dans le schéma synthétique pour la vérification de la capacité de commutation des coupe-circuits fusibles a, en dehors de son aspect théorique, aussi un aspect particulièrement pratique, étant donné qu'elle offre la possibilité de déterminer les éléments du schéma, en sorte que l'on puisse satisfaire les conditions imposées par les normes se rapportant au facteur d'amplitude et à la fréquence propre du circuit. En partant de ces prémices, on établit les conditions initiales capables de satisfaire le but poursuivi.

CD 621.317.734. :621.382.3

Antoniu, M. : **Mégohmmètre transistorisé utilisant le logomètre à ressort électrostatique et des limites de mesurage finies.**
Electrotehnica **20**, no. 2, fevr. 1972, p. 63–63

On analyse le fonctionnement du logomètre à ressort électrostatique en schéma de mégohmmètre, et l'on arrive à la conclusion que celui-ci assure un couple stabilisé spécifique, de plus de trois fois plus grand que le logomètre électrostatique à variation de tension et de plus de quatre fois plus grand que le logomètre électrostatique classique, mais qu'il a des limites de mesurage sensiblement plus etroites que les deux derniers. Un présente un exemple de calcul et la construction d'un mégohmmètre de 2 500 V, ayant un domaine de mesurage de 5 MΩ + 10^6 MΩ en 5 paliers de sensibilité.

CD 621.318.423

Stoica, A. : **La tension optima d'alimentation des amplificateurs magnétiques à auto-saturation, réalisés avec des matériaux dont la courbe de hystérésis n'a pas une forme quadrangulaire.**
Electrotehnica **20**, no. 2, fevr. 1972, p. 68–74

On sort en évidence le fait que dans le cas des amplificateurs magnétiques à auto-saturation, réalisés avec des matériaux dont la courbe de hystérésis n'est pas quadrangulaire, l'accroissement jusqu'à un certain niveau de la tension alternative d'alimentation n'est pas seulement accompagnée d'un accroissement du courant de charge minimum, mais aussi de l'extension du domaine total de variation du courant de charge et de l'accroissement du facteur d'amplification.

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.313 **MAŞINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ŞI ALTERNATIV. GENERATOR MOTOARE**

CZ 621.313.001

Nedelcu V.M. şi *Webs, A.* : **Asupra ecuaţiei maşinilor sincrone**, În : Elektrotech Z. (ETZ-A) **92**, nr. 7, iul 1971, p. 434—439. 8 fig., 12 ref. bibl.

CZ 621.313.33.077.65

Sperling, P.G. : **Motor asincron alimentat cu unde dreptunghiulare de curent de la un convertor static de frecvenţă.** În : Siemens-Z 45 nr. 8, aug 1971, p. 508—514, 8 fig., 1 tabl., 8 ref. bibl.

CZ 621.313.333

Sokolov, M.M. şi *Sorokin, L.K.* : **Studiul proceselor tranzitorii electromagnetice în motoare liniare asincrone cu mişcare reversibilă.** În : Elektricestvo nr. 8, aug 1971, p. 45—49, 3 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.313.333

Kiţis, C.I. : **Circuit echivalent pentru o maşină asincronă în timpul procesului tranzitoriu de autoexcitaţie.** În : Elektricestvo nr. 8, aug 1971, p. 49, 50, 2 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.313.333 ; 621.3.018.782.3

Bespalov, J.P. şi *Kopilev, P.I.* : **Procese tranzitorii în motoare asincrone cu tensiune nesinusoidală.** În : Elektricestvo nr. 8, aug 1971, p. 41—45, 7 fig., 4 ref. bibl.

CZ 621.313.333 ; 621.3.062.4 ; 621.3·018.782.3

Vasilievski, P.S. şi *Shulakov, V.M.* **Modelarea pe un calculator analogic a sistemelor de maşini electrice cu motoare cu ancoşă adîncă.** În : Elektricestvo, nr. 9, sept 1971, p. 38—43, 6 fig., ref. bibl.

CZ 621.315 **TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLE. CONDUCTOARE. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAŢII**

CZ 621.3 15

Teser, K. **Influenţa impedanţei interne a sursei de tensiune asupra mecanismului descărcării între eclatori cu aer.** În : Elektrotech Z (ETZ-A) **92** nr. 8, aug 1971, p. 495—500, 9 fig., 1 tabl., 23 ref, bibl.

CZ 621.315.001 : 621.317

Hortopan, G. şi *Hortopan, V.* **O teorie generală a rezistenţelor de măsură în regim tranzitoriu.** În : Elektrotech. Z (ETZ-A) **92**, nr. 8, aug 1971, p. 470—474, 12 fig., 4 tabl., 15 ref. bibl.

CZ 621.315.1 ; 621.391

Razumov, D.L. **Determinarea influenţei periculoase a liniilor de transport de energie asupra cablelor de comunicaţii.** În : Elektricestvo, nr. 9, sept 1971, p. 34—38, 6 fig., 7 ref. bibl

CZ 621.315.1.001.24

Shnill, V.R. **Asupra teoriei optimizării înălţimii pilonilor şi lungimii deschiderii liniilor aeriene.** În : Elektricestvo, nr. 8, aug. 1971, p. 30—34, 2 fig., 2 tabl., 2 ref. bibl.

CZ 621.315.2 ; 621.395.51

Haumaier, J. şi *Keil, H.* **Cable de curenţi purtători pentru comunicaţii la mari distanţe.** În : Siemens, Z. **45**, nr. 6, iunie 1971, p. 403— bis 406, 2 fig., 8 ref. bibl.

CZ 621.315.66 ; 624.151.6

Stotz, W. **Fundaţii cu ancore injectate pentru stîlpii liniilor aeriene de înaltă tensiune.** În Siemens-Z. 45 nr., 7 iulie 1971, p. 483—487, 9 fig., 3 ref. bibl.

CZ. 621.316 **DISTRIBUIREA ENERGIEI ELECTRICE. REŢELE. REDESCHIDEREA ŞI INCHIDEREA CIRCUITELOR. REGLAREA MARIMILOR ELECTRICE. PROTECŢIA APARATELOR ŞI INSTALAŢIILOR.**

CZ 621.316.001.24

Bartolomey, I.P. și *Lipes, V.A.* **Aplicarea unor noi metode pentru scrierea și rezolvarea ecuațiilor tensiunilor la noduri pe un calculator electronic.** În : Elektricestvo, nr. 8, aug 1971, p. 25—30, 2 fig., 11 ref. bibl.

CZ 621.316.1 ; 621.319.44

Kayalov, M.G. și *Kovalev, I.M.* **Calculul compensării sarcinilor reactive cu baterii de condensatoare reglabile.** În : Elektricestvo nr. 8, aug 1971, p. 19—25, 3 fig., 8 ref. bibl.

CZ 621.316.925.2 ; 621.313.322

Plastin, M.L. **Particularitățile parametrilor generatoarelor sincrone nereglabile fără contacte de tensiune stabilă.** În : Elektricestvo, nr. 9, sept 1971, p. 23—29, 4 fig., 2 tabl., 7 ref. bibl.

CZ 621.316.82

Habiger, E. **Folosirea variatorilor în circuite cu curent alternativ.** În : Elektrie 25, nr. 7, iul 1971, p. 262—263, 2 fig., 2 ref. bibl.

CZ 621.316.9

Müller, R. **Noi reglementări în domeniul măsurilor de protecție împotriva tensiunilor de contact prea mari.** În : Elektrie, **25** nr. 7, iulie 1971, p. 259—261, 7 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.316.925.2;621.313.322

Pasmandi, L. **Protecția împotriva punerii la pământ a înfășurării statorului unui generator conectat pe un transformator.** În : Elektricestvo, nr. 9, sept 1971, p. 29—34, 7 fig.

CZ 621.318 **APLICAȚII INDUSTRIALE ALE MAGNETISMULUI ȘI MAGNEȚILOR. ELECTROMAGNEȚI. RELEE.**

CZ 621.318.3

Barișnikova, M.A. **Analiza și comparația modificărilor unui electromagnet cu pulsație redusă.** În : Elektricestvo nr. 7, 1971, p. 32—36, 5 fig., 4 ref. bibl.

CZ 621.318.3

Kurnosov, V.A. **Asupra problemei geometriei optime pentru un electromagnet cilindric de curent continuu.** În : Elektricestvo nr. 7, 1971, p. 29—32, 2 fig., 6 ref. bibl.

CZ 621.382.3 **TIRISTOARE**

CZ 621.382.3

Mercier, B. **Tiristoarele de putere ; Tehnologie și aplicații industriale** (2) **; Evoluția tehnologiei în tiristoarele de putere.** În : Rev. Gen. d'Électricité. (R.G.E.) **80**, nr. 6, iunie 1971, p. 496—503, 16 fig., 2 tabl.

CZ 621.382.01

Chauprade, R. **Tiristoarele de putere ; Tehnologie și aplicații industriale ; Tiristoarele în sistemele de** (1) **conversia energiei.** În : Rev. Gen. d'Électricité (R.G.E.), **80**, nr. 6, iunie 1971, p. 481—496, 31 fig.

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ȘI SEMICONDUCTORI BĂNEASA

Str. Erou Iancu Nicolae nr. 32, BUCUREȘTI II — ROMÂNIA
Telefon 33.38.30 Telex 011.203 Serv. Desfacere 33.53.17

REZISTOARE
- cu peliculă de carbon
- bobinate

TERMISTOARE
- ceramice

CONDENSATOARE
- polistiren (tip styroflex)
- poliester metalizat
- hîrtie metalizată
- hîrtie echipament auto
- hîrtie antiparaziltare
- hîrtie pentru telefonie

CONDENSATOARE ELECTROLITICE
- normale
- miniatură
- nepolarizate

CONDENSATOARE CERAMICE
- disc
- tubulare
- plachetă
- ajustabile

CABLAJE IMPRIMATE

TRANZISTOARE
- de joasă frecvență
- de înaltă frecvență și comutație
- de putere

DIODE
- de semnal și comutație
- redresoare
- redresoare pentru curenți mari
- stabilizatoare de tensiune
- de putere cu siliciu

CIRCUITE INTEGRATE

CATALOAGELE I.P.R.S.—BĂNEASA, (Rezistoare, Condensatoare, Cablaje imprimate, Tranzistoare, Diode) se livrează de I.P.R.S.—BĂNEASA—Serv. Desfacere, Str. Erou Iancu Nicolae nr. 32 București II, la primirea sumei de lei 56 prin mandat poștal.

INSTITUTUL DE CERCETARE SI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICA

Institutul decorat cu ordinul muncii clasa I

Intenționați desigur să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive !

Cu siguranță că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați în producție, pe care ați dori poate să le înlocuiți cu altele mai bune sau mai ieftine !

Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor dvs., doriți standuri și metode de încercări care să vă dea, în orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele !

Exportați produse. Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite ?

La toate aceste întrebări ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare și Proiectare pentru Industria Electrotehnică (ICPE) care în această perioadă își întocmește planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de încercări moderne, specialiști de înaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 20 ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteți să i-o acordați.

Telefonați la : 31.41.00

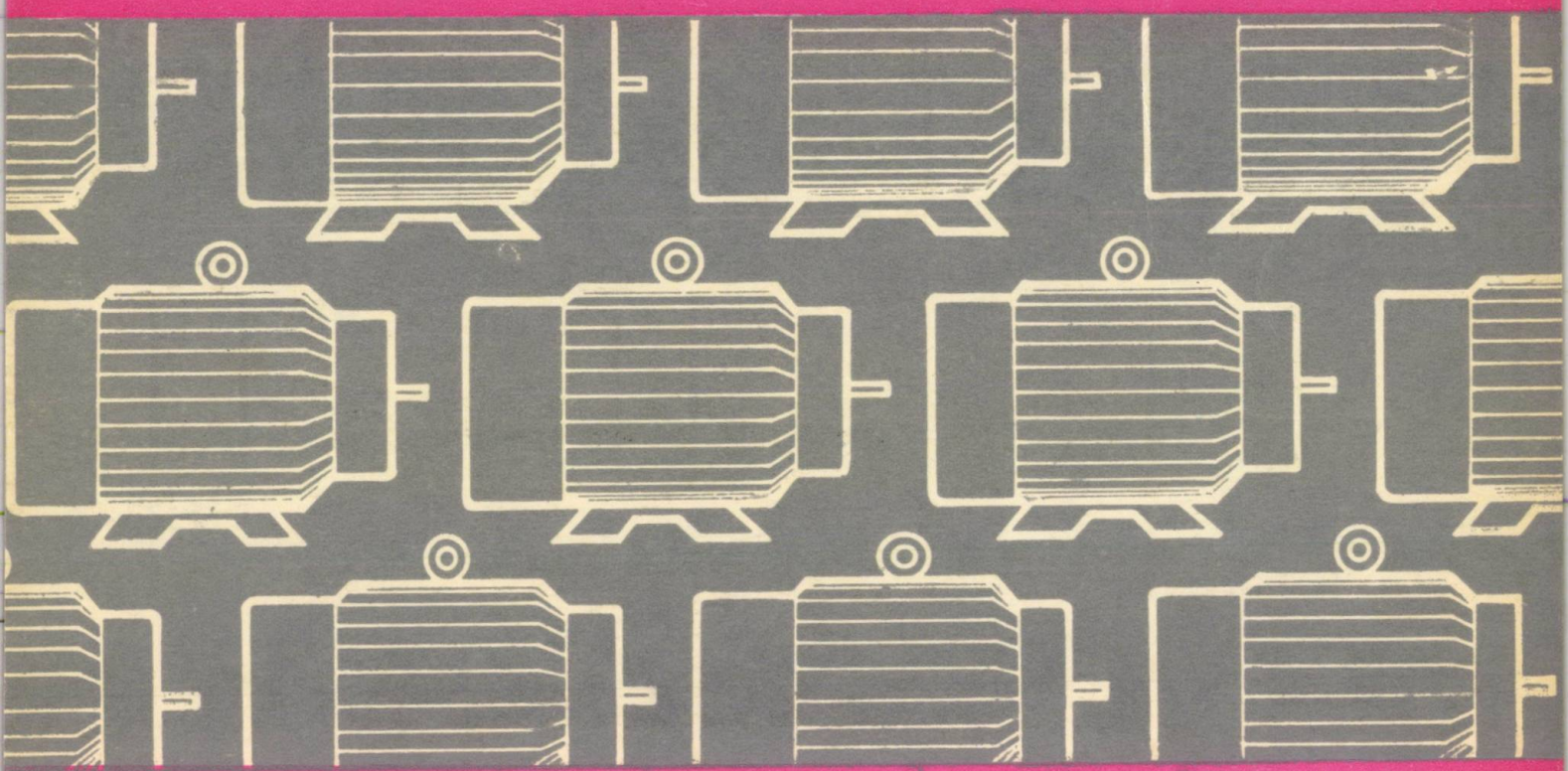
ICPE

1972 APR

BUCUREȘTI BD. T. VLADIMIRESCU Nr. 45—47 — Telefon ; 31.41.00

E 2040

ELECTROTEHNICA



ELECTROTEHNICA ● BUCUREŞTI ● ANUL 20 ● Nr. 3 ● MARTIE 1972

3

UZINA DE CINESCOAPE

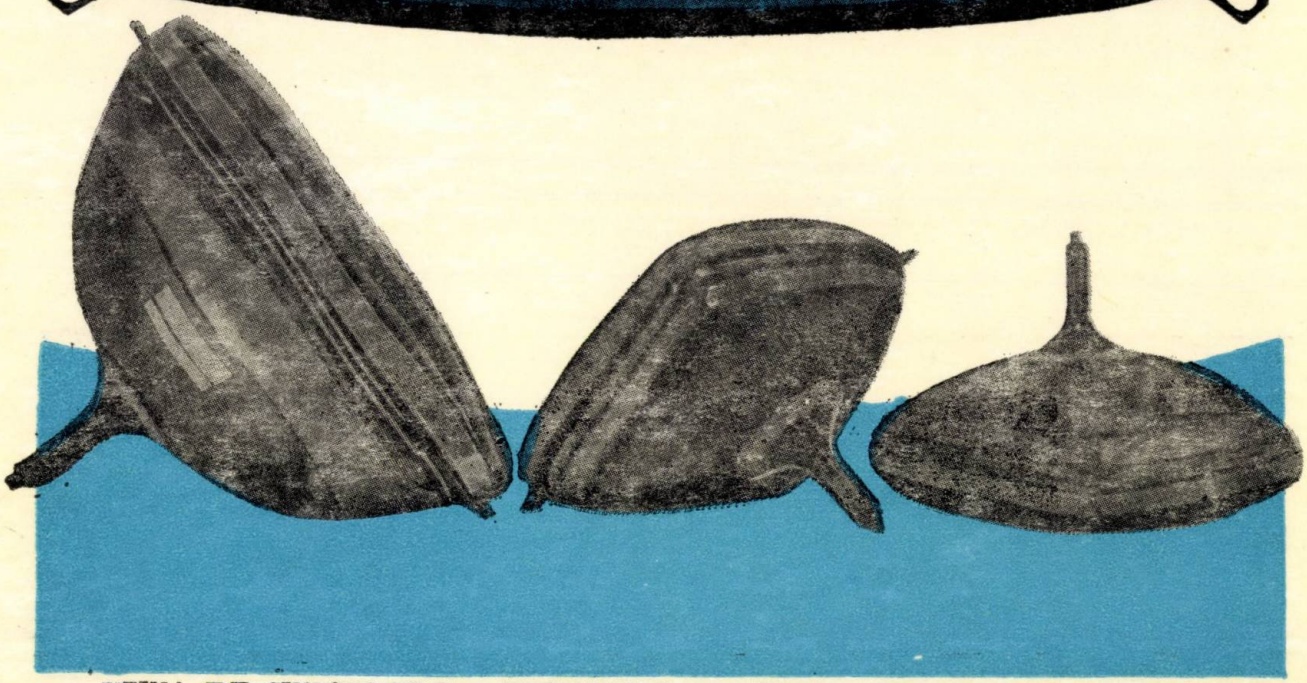
vă oferă în condiții de cea mai bună calitate

Tuburi cinescop, pentru televiziune alb-negru, cu diagonala de 47 cm (19″), 59 cm (23″), 61 cm (24″), 65 cm (25″) și unghi de deflexie 110°, cu autoprotecție la implozie.

Fabricate după licență Corning Glass Works (S.U.A.) și Standard Elektrik Lorenz (R.F.G.), calitatea tuburilor cinescop livrate de uzina noastră este asigurată în permanență și la cel mai înalt nivel tehnic.

În aceleași condiții uzina poate livra și baloane pentru tuburi cinescop.

Produsele noastre se exportă prin I.S.C.E. ELECTRONUM, București, str. Gabriel Péri 2, sectorul 1, telefon: 14.18.80, telex: 011—547 România.



UZINA DE CINESCOAPE — BUCUREȘTI, str. Dimitrie Pompei nr. 9, sectorul 2, telefon: 33.01.90, telex: 011—151 ROMÂNIA

ELECTROTEHNICA

Anul 20 Nr. 3, pag. 81—120 martie 1972

CUPRINS

CZ 621.3.018.3 :621.3.016,35

Cîrţînă, Gh. : **Influenţa parametrilor circuitului electric asupra oscilaţiilor subarmonice.**

Electrotehnica **20**, nr. 3, martie 1972, p. 81—90

Se pun în evidenţă condiţiile de stabilitate a soluţiilor ecuaţiei de funcţionare ale unui circuit serie *RLC* neliniar, forma lor precum şi influenţa parametrilor circuitului asupra acestor soluţii. Se compară rezultatele experimentale cu cele teoretice.

CZ 621.3.014.1 :538.542

Mocanu, C. I. : **Treptele de tensiune şi de curent, moduri fundamentale de excitaţie a curentului tranzitoriu în conductoare cu efect pelicular.**

Electrotehnica **20**, nr. 3, martie 1972, p. 91—102

Se arată că numai treapta de tensiune este mod fundamental de excitaţie a curentului în conductoarele cu efect pelicular tranzitoriu. Treapta de curent cu efect de difuzie nu poate fi considerată mod de excitaţie şi nici condiţie iniţială pentru integrarea ecuaţiilor cîmpului electromagnetic cuasistaţionar. Se analizează condiţiile de cîmp ale modurilor de excitaţie şi se studiază efectul pelicular tranzitoriu într-un conductor drept pe modelul schemelor echivalente *PSL*.

DISCUŢII

CZ 621.3.014.1 : 621.3.082.74 :538.542

Horlopan, Gh. şi *Horlopan Viorica* : **Modelul fizic, ipotezele de calcul şi instrumentele de măsurare**

Electrotehnica **20**, nr. 3, martie 1972, p. 103—105

Răspunsul autorului, p. 105—106

CZ 621.313.17.025 MHD

Barth, H. **Studiu asupra înfăşurărilor utilizate la pompele magnetohidrodinamice de curent alternativ şi la motoarele liniare cu cîmp mobil.**

Electrotehnica 20, nr. 3, martie 1972, p. 106—110

Se prezintă un tip de înfăşurare pentru pompele MHD de curent alternativ şi motoarele liniare cu cîmp mobil, cu care se rezolvă două mari probleme : eliminarea cîmpului magnetic alternativ (pulsatoriu) în întrefierul dintre cele două inductoare plan liniare şi obţinerea unei forţe electromagnetice maxime, a unui randament superior. Studiul cuprinde atît demonstraţii teoretice şi explicaţii fenomenologice, cît şi date experimentale comparative.

CZ 621.313.333 — 193.4.017.7.

Bartzer, St. : **Suprasarcina admisibilă a motoarelor electrice prin epuizarea rezervei de încălzire din regimul nominal**

Electrotehnica **20**, nr. 3, martie 1972, p. 110—115

Se constată, că la majoritatea motoarelor electrice, supratemperatura medie a înfăşurărilor nu atinge în condiţiile regimului nominal valoarea admisă pentru clasa lor de izolaţie. Rezultă că în limita rezervei de încălzire se poate admite o anumită suprasarcină de durată, fără a periclita viaţa maşinii. Se prezintă o metodă de calcul elaborată de autor pentru determinarea operativă a suprasarcinii relative admisibile prin epuizarea rezervei de încălzire a motoarelor electrice de acţionare. Modul de aplicare a metodei de calcul propuse este ilustrat prin exemple din practică.

Invenţii 115—117
Recenzii 118
Referate 119—120

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. PL. ANDRONESCU; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România: acad. dr. doc. șt. tehn. A. AVRAMESCU — redactor responsabil ; ing. V. BUNEA ; ing. V. CIOFU; prof. dr. doc. șt. tehn. V. CORLAȚEANU; ing. ȘT. GROSU ; prof. dr. ing. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct ; conf. ing. G. LAZARIDE ; dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. M. OPASCHI; ing. A. POPA; prof. ing. CRISTIANA POPESCU; ing. VL. POPOVICI; academician prof. dr. doc. șt. tehn. ing. R. RĂDULEȚ ; ing. R. VLĂDOIANU.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon director : 14.62.67. Redacția : București, str. Mândinești, nr. 3, sector IV ; telefon secretar general de redacție : 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon : 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala sectorului 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi : lei 100 anual ; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri : lei 30 anual. Costul unui exemplar : lei 5. Tiparul : Întreprinderea poligrafică „Informația" București, str. Brezoianu, nr. 23—25, c. 1029 *Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.P.D.P. nr. 137/399/1972*

41 400

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 20 Nr. 3 București, martie 1972

Influența parametrilor circuitului electric asupra oscilațiilor subarmonice

GHEORGHE I. CÎRȚINĂ* – Iași

CZ 621.3.018:621.3.016.35

1. Generalități

Prezența unor capacități în circuitele conținînd și elemente neliniare (bobine cu miez de fier, transformatoare) poate determina, în anumite condiții, apariția unor fenomene de ferorezonanță subarmonică. Asemenea fenomene se manifestă ori de cîte ori pulsația tensiunii aplicate este aproximativ un multiplu al frecvenței proprii a circuitului respectiv. Cel mai des a fost sesizată [3], [4], [9], [10] subarmonica a treia. Aceasta a reținut atenția și prin tăria cu care apare (uneori 2,5 U_n[9]), în timp ce restul subarmonicilor, de ordin 5/3, 7/3, etc., au valori mult mai mici.

Investigațiile întreprinse pînă în prezent se referă la găsirea unor mijloace practice eficace de evitare a apariției oscilațiilor subarmonice și, într-o măsură mai mică, la studiul analitic al acestora.

În articolul de față, plecînd de la lucrările existente [1] — [10], pe baza unor cercetări proprii, autorul pune în evidență condițiile de stabilitate ale soluției, forma acesteia precum și influența parametrilor circuitului asupra ei — — comparînd rezultatele experimentale cu cele teoretice.

Trebuie menționat, că studiul pe scheme simple cu parametrii concentrați [5] — rămîne valabil chiar dacă circuitul are o parte din parametri uniform repartizați (cazul liniilor de transport și distribuție a energiei electrice).

2. Aproximarea caracteristicilor de magnetizare

În majoritatea lucrărilor existente și care se referă la acest subiect, s-a folosit, pentru aproximarea caracteristicii de magnetizare, un polinom incomplet de gradul trei, de tipul ($i = a_1\varphi + a_3\varphi^3$).

Neliniaritatea de gradul trei ușurează într-o oarecare măsură analiza fenomenului și evidențierea anumitor concluzii. Uneori însă, așa cum vom arăta în cuprinsul lucrării, se ivesc neconcordanțe între calcul și experiment, deoarece neliniaritatea de gradul trei este prea simplă pentru a reprezenta fenomenele ce însoțesc

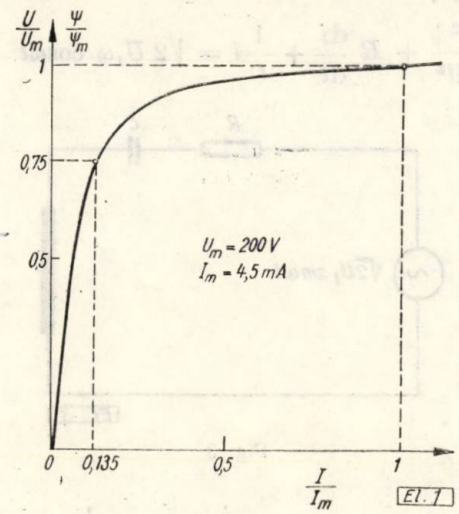


Fig. 1

saturația magnetică, mai ales cînd miezul este alcătuit din tole laminate la rece, permaloy ultrapermaloy etc.

Aproximarea printr-un polinom incomplet de gradul cinci — corespunzătoare într-o mai mare măsură realității — înlătură neconcordanța amintită mai înainte, bineînțeles, cu prețul unor complicații de calcul suplimentare. În figura 1 este trasată caracteristica de magnetizare pentru un miez de permaloy cu $s = 1$ cm² și $n = 2500$ spire. În figura 2 este reprezentată caracteristica prin care s-a aproximat cea reală.

În cazul aceluiași polinom de aproximare, variația coeficienților se reflectă prin variația

* Ing. *Gh. I. Cîrțină* este șef de lucrări la Institutul politehnic Iași, Facultatea de electrotehnică.

curenților din circuit și a tensiunilor pe bobină, neimplicînd însă modificări calitative în desfășurarea fenomenelor.

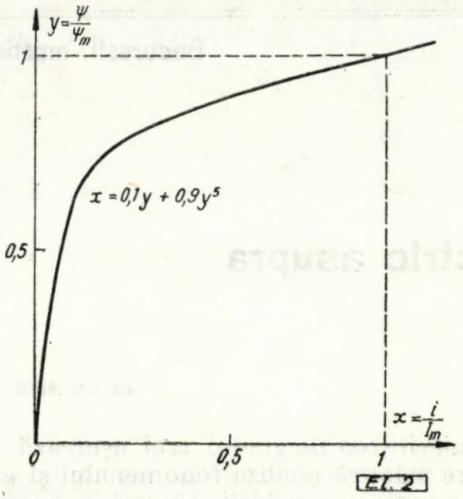


Fig. 2

3. Forma ecuației

Pentru circuitul din figura 3 se poate scrie ecuația :

$$\frac{d^2\psi}{dt^2} + R\frac{di}{dt} + \frac{1}{C}i = \sqrt{2}U_1\omega \cos\omega t. \quad (1)$$

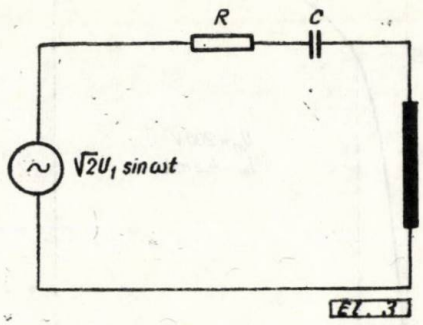


Fig. 3

Dacă punem : $x = \frac{i}{I_m}$ și $y = \frac{\psi}{\psi_m}$, unde I_m și ψ_m sînt luate ca mărimi arbitrare de bază, caracteristica de magnetizare devine :

$$x = k_1 y + k_5 y^5. \quad (2)$$

Făcînd în plus notațiile :

$$\Omega^2 = \frac{I_m K_1}{C \cdot \psi_m}, \beta = \frac{k_5}{k_1} \quad (3)$$

ecuația (1) se poate pune sub următoarea formă :

$$\frac{d^2 y}{dt^2} + R.C.\Omega^2\,[1 + 5\cdot\beta y^4]\frac{dy}{dt} + \Omega^2(1 + \beta y^4).y = \frac{\sqrt{2}\cdot U_1\cdot\omega}{\psi_m}\cos\omega t. \quad (1')$$

Avînd în vedere complexitatea calculelor ulterioare, este indicat să se aducă ecuația de funcționare (1') la o formă și mai comodă, lucru ce se realizează prin substituția :

$$z = \sqrt[4]{\beta}\, y;\ t_1 = \Omega\cdot t \text{ și notațiile } 2h =$$

$$= R.C.\Omega,\ E_1 = \frac{\sqrt{2}\,U_1\omega\sqrt[4]{\beta}}{\Omega^2\,\psi_m},\ \nu = \frac{\omega}{\Omega} \quad (4)$$

în urma cărora, ecuația inițială se poate scrie :

$$\frac{d^2z}{dt_1^2} + 2h(1 + 5z^4)\frac{dz}{dt_1} + z + z^5 = E_1\cos\nu t_1 \quad (1'')$$

sau

$$\frac{d^2z}{dt_1^2} + z = -\varepsilon\left\{f\left(z, \frac{dz}{dt_1}\right) - E_1\cos\tau\right\}, \quad (1''')$$

unde : $f\left(z, \frac{dz}{dt_1}\right) = 2h(1+5z^4)\frac{dz}{dt_1} + z_5$; $\tau = \nu t_1$.

4. Forma soluției

Presupunînd că ε este un parametru mic, pentru ecuația (1''') vom putea aplica metoda Krîlov-Bogoliubov. Potrivit acestei metode, soluția se caută sub forma [1], [2] :

$$z = a\cos\alpha + \varepsilon.u_1(a,\alpha,\tau) + \varepsilon^2.u_2(a,\alpha,\tau) + \ldots ; \quad (5)$$

$$\alpha = \frac{\nu t_1}{3} + \theta = \frac{\tau}{3} + \theta$$

iar amplitudinea (a) și faza (θ) se găsesc prin integrarea ecuațiilor :

$$\frac{da}{dt_1} = \varepsilon.A_1(a,\theta) + \varepsilon^2\cdot A_2(a_1\theta) + \ldots = A(a,\theta) \quad (6)$$

$$\frac{d\theta}{dt_1} = \varepsilon.B_1(a,\theta) + \varepsilon^2 B_2(a,\theta) + \ldots = B(a,\theta).$$

Urmînd metodologia de calcul indicată în [1], [2] determinăm, mai întîi, expresiile coeficienților C_k, D_k, utilizînd expresia lui $f\left(z, \frac{dz}{dt_1}\right)$ dată în anexa 1 :

$$C_1(a) = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} f\left(z, \frac{dz}{dt_1}\right)\cos\alpha\cdot d\alpha = \frac{5}{8}a^5$$

$$C_3(a) = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} f\left(z, \frac{dz}{dt}\right)\cos 3\alpha\cdot d\alpha = \frac{5}{16}a^5$$

$$C_5(a) = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} f\left(z, \frac{dz}{dt_1}\right)\cos 5\alpha.d\alpha = \frac{1}{16}a^5$$

$$D_1(a) = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} f\left(z, \frac{dz}{dt_1}\sin\alpha.d\alpha\right) = \quad (7)$$

$$= -a.h.\nu\left(\frac{2}{3} + \frac{5}{12}a^4\right)$$

$$D_3(a) = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} f\left(z, \frac{dz}{dt_1}\right)\sin 3\alpha \cdot d\alpha = -\frac{5}{8}a^5 h \cdot \nu$$

$$D_5(a) = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} f\left(z, \frac{dz}{dt_1}\right)\sin 5\alpha \cdot d\alpha = -\frac{5}{24}a^5 \cdot h \cdot \nu.$$

Atunci :

$$u_1 = \bar{u}_1(a,\alpha) + \tilde{u},(\tau) =$$

$$= \sum_{\substack{k=0\\k\neq 1}}^{\infty} \frac{C_k(a)\cdot\cos k\alpha + D_k(a)\sin k\alpha}{k^2-1} - \frac{E_1}{8}\cos\tau \tag{8}$$

Ținînd seama de (7), (8) devine :

$$u_1 = \frac{1}{8}\left(\frac{5a^2}{16}\cos 3\alpha - \frac{5}{8}ha^5\nu\sin 3\alpha\right) +$$

$$+\frac{1}{24}\left(\frac{1}{16}a^5\cos 5\alpha - \frac{5}{24}a^5 h\cdot\nu\cdot\sin 5\alpha\right) - \frac{E_1}{8}\cos\tau \tag{8'}$$

Se poate arăta [2] că oscilația subarmonică are loc doar pentru valori mici ale lui h. În virtutea acestui argument, se pot neglija în expresia u_1, termenii în sinus.

Prezența lui cos 5α (sau cos 7α la neliniarități mai mari), în expresia lui u_1, este în deplină concordanță cu cercetările experimentale [3] (pag. 181) — iar în cele de mai sus i se dă și justificarea analitică.

Nu putem totuși să nu observăm că acest termen are coeficientul mult mai mic decît cos 3α (raportul lor este 1/15).

Ca urmare a acestor observații, soluția ecuației (1'''), în aproximația a doua are aspectul :

$$z = a\cos\alpha + \frac{5}{128}a^5\cos 3\alpha - \frac{E_1}{8}\cos\tau; \quad \alpha = \frac{\tau}{3} + \theta = \frac{\nu t_1}{3} + \theta. \tag{9}$$

În scopul determinării expresiilor lui $A(a,\theta)$, $B(a,\theta)$ calculăm mai întîi :

$$\begin{cases} A_1(a,\theta) = \dfrac{D_1(a)}{\frac{2}{3}\nu} = -ah\left(1 + \dfrac{5}{8}a^4\right) \\ B_1(a,\theta) = \dfrac{C_1(a) + a\cdot\Delta}{\frac{2\cdot\nu\cdot a}{3}} = \dfrac{3\cdot\Delta}{2\nu} + \dfrac{15\cdot a^4}{64\cdot\nu};\ \Delta = 1 - \dfrac{\nu^2}{9}, \end{cases} \tag{10}$$

iar apoi :

$$\begin{cases} A(a,\theta) = \varepsilon A_1 + \dfrac{9\cdot\varepsilon^2}{2.\pi.\nu}\displaystyle\int_0^{2\pi}\left[f'_z\cdot u_1 + f'_{z'}\cdot\frac{\partial u_1}{\partial\alpha}\right].\sin\alpha.d\alpha \\ B(a,\theta) = \varepsilon B_1 + \dfrac{9\cdot\varepsilon^2}{2\pi.a.\nu}\displaystyle\int_0^{2\pi}\left[f'_z\cdot U_1 + f'_{z'}\cdot\frac{\partial\mu_1}{\partial\alpha}\right].\cos\alpha.d\alpha, \end{cases} \tag{11}$$

Folosind (10) și expresiile pentru $f'_z \cdot u_1$, $f'_{z'}\dfrac{\partial u_1}{\partial\alpha}$ (Anexa 2), se obține în final (pentru h suficient de mic) :

$$\begin{cases} A(a,\theta = -a\left\{h\left(1 + \dfrac{5}{8}a^4 + \dfrac{375}{2048}a^8\right) + \right. \\ \qquad \left. + \dfrac{45.E_1}{256}a^3\sin 3\theta\right\} = 0 \\ B(a,\theta) = \dfrac{3}{2\nu}\left\{\Delta + \dfrac{15a^4}{8} + \dfrac{1125}{2048}a^8 - \right. \\ \left. - \dfrac{225}{128}a^3 E_1\cos 3\ \theta\right\} = 0;\ \Delta = 1 - \dfrac{\nu^2}{9}. \end{cases} \tag{12}$$

Calculele de mai sus, inclusiv soluția (9), sînt riguroase cînd ε este un parametru mic, ceea ce echivalează cu o neliniaritate redusă. Cercetările experimentale [7] (pag. 285, intervenția lui Ziemba) au arătat că sistemele cu neliniarități puternice, în apropierea rezonanței, se comportă ca și cele cu neliniaritate slabă.

Mai mult, dacă se are în vedere semnificația lui $y\left(=\dfrac{\Psi}{\Psi_m}\right)$, valoarea lui (a^5) nu poate să depășească cu mult pe cea a lui 1 (lucru ce se va confirma în cele ce urmează), soluția (9) se va putea pune sub forma :

$$z = a\cos\alpha - \frac{E_1}{8}\cos\tau = a\cos\alpha + b\cos\tau; b = -\frac{E_1}{8}. \tag{9'}$$

Sub această formă a fost utilizată și în [3] rezultînd o bună concordanță între experiment și teorie. Termenul $\left(-\dfrac{E_1}{8}\cos\tau\right)$, introdus în aproximația a doua, reprezintă contribuția forței excitatoare la soluția ecuației. Această contribuție, după cum se vede, depinde direct de mărimea forței care o cauzează.

Examinînd relațiile (12), se observă din prima că h nu trebuie să depășească o anumită valoare pentru ca oscilația subarmonică să aibă loc — observație asupra căreia vom mai reveni ulterior.

5. Domeniul de existență al soluției

În cazul lipsei rezistenței sau al unei rezistențe suficient de mici, ecuația (1'') se poate scrie :

$$\frac{d^2z}{dt_1^2} + z + z^5 = E_1\cos 3t_1 \tag{13}$$

iar soluţia ei :

$$z = a\cos\alpha + b\cos\tau = a\cos t_1 + b\cos 3t_1;\quad \alpha = \frac{\tau}{3} = \frac{\nu t_1}{3} = t_1. \qquad (14)$$

Introducînd (14) în (13) rezultă, pentru $k_1 << k_5$, prin anularea coeficienţilor lui $\cos t_1$ şi $\cos 3t_1$:

$$\begin{cases} a^4 + \frac{5}{2}a^3 b + 6a^2b^2 + 3ab^3 + 3b^4 - \\ \qquad - \frac{8}{5} = 0; \quad b = -\frac{E_1}{8} \\ \frac{5}{16}a^5 + \frac{15}{8}a^4 b + \frac{15}{8}a^3b^2 + \\ \qquad + \frac{15}{4}a^2b^3 + \frac{5}{8}b^5 - 9b = E_1. \end{cases} \qquad (15)$$

Prima din aceste relaţii furnizează dependenţa între cele două amplitudini — cea a oscilaţiei naturale (a) şi cea a oscilaţiei forţate (b). Această dependenţă este arătată în figura 4

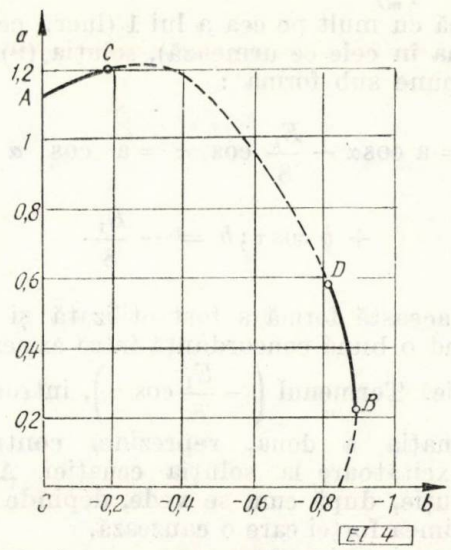


Fig. 4

[3]. O relaţie de tipul (15), între cele două amplitudini este un lucru specific doar sistemelor neliniare.

Problema stabilităţii se poate trata [3] apelînd la ecuaţia variaţională corespunzătoare lui (13) de la care printr-o schimbare adecvată de variabilă se poate ajunge la o ecuaţie Hill de forma :

$$\frac{d^2\xi}{dt_1^2} + \left(\theta_0 + 2\sum_{n=1}^{6}\theta_n \cos 2\cdot n\cdot t_1\right)\xi = 0, \qquad (16)$$

unde :

$$\theta_0 = \frac{5}{8}(3a^4 + 4a^3b + 12a^2b^2 + 3b^4)$$

$$\theta_1 = \frac{5}{8}(a^4 + 3a^3b + 3a^2b^2 + 3ab^3)$$

$$\theta_2 = \frac{5}{16}(a^4 + 12a^3b + 6a^2b^2 + 12ab^3)$$

$$\theta_3 = \frac{5}{4}(a^3b + 3a^2b^2 + b^4) \qquad (17)$$

$$\theta_4 = \frac{5}{8}(3a^2b^2 + 2ab^3)$$

$$\theta_5 = \frac{5}{4}a\cdot b^3$$

$$\theta_6 = \frac{5}{16}\cdot b^4.$$

Condiţia de stabilitate cere pentru toate domeniile [3] :

$$(\theta_0 - n^2 + \theta_n)(\theta_0 - n^3 - \theta_n) > 0 \qquad (18)$$

sau $|\theta_0 - n^2| > |\theta_n|$; $n = 1, 2, 3, 4, 5, 6$.

Pentru $n = 1$ rezultă condiţia :

$$a^3 + \frac{15}{8}a^2b + 3ab^2 + \frac{3}{4}b^3 > 0;\ b = -\frac{E_1}{8} < 0, \qquad (19)$$

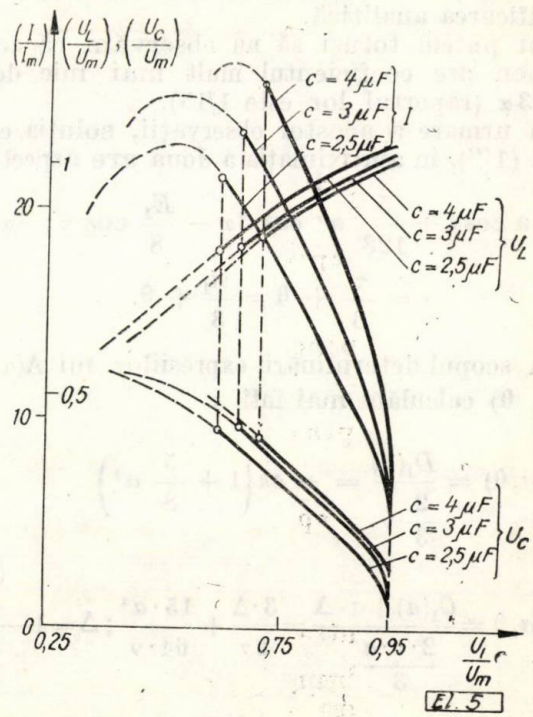


Fig. 5

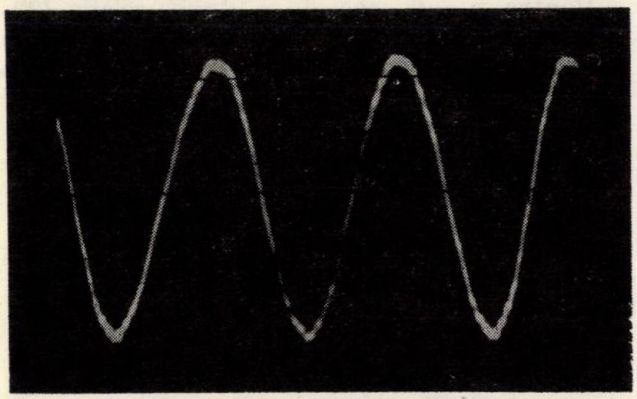
adică segmentul AB din figura 4. Segmentul CD, din aceeaşi figură, corespunde celui de al doilea interval de instabilitate. În cazul considerat, neliniaritate de gradul cinci, pentru $n = 3, 4, 5, 6$, condiţia de stabilitate este îndeplinită automat [3].

În figura 5 sînt trasate experimental dependențele dintre curenții din circuit și tensiunea aplicată pentru diferite valori ale capacităților. De asemenea, sînt trasate tensiunile, corespunzătoare, pe bobină și condensator. Linia continuă se referă la zona stabilă, iar cea întreruptă la cea instabilă.

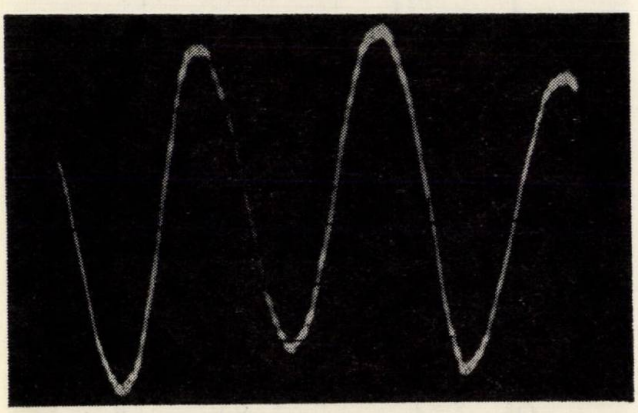
Datorită neliniarității mari, unor variații mici ale tensiunii pe bobină le corespund variații însemnate de curent.

Marea asemănare a acestor curbe cu cele din figura 4 — trasate teoretic, duce la concluzia că aportul subarmonicii a treia, la soluția (14), este mare.

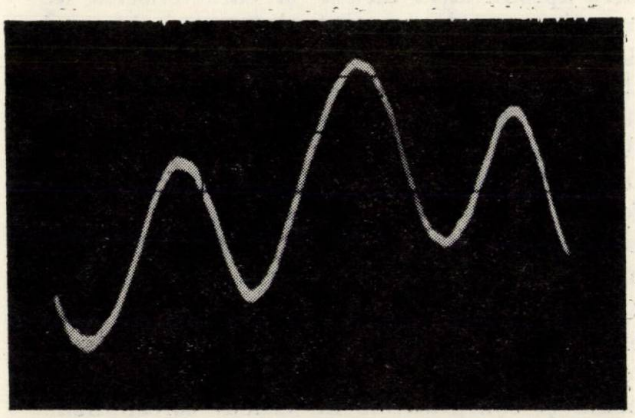
La micșorarea tensiunii aplicate circuitului, contribuția soluției forțate scade $\left(b = -\frac{E_1}{8}\right)$, iar cea a subarmonicii devine preponderentă — — ceea ce se vede și din compararea oscilogramelor 1a, 1b, 1c cu 2b, 2c (fig. 6) [raportul tensiunilor corespunzătoare este $\frac{(E_1)_1}{(E_1)_2} = 1{,}5$].



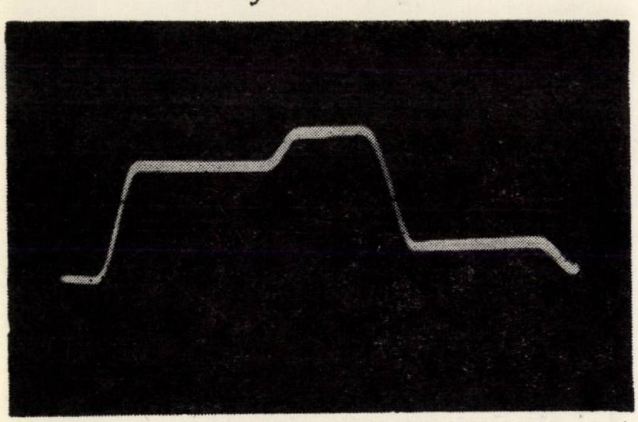
Oscilograma 1a, 2a



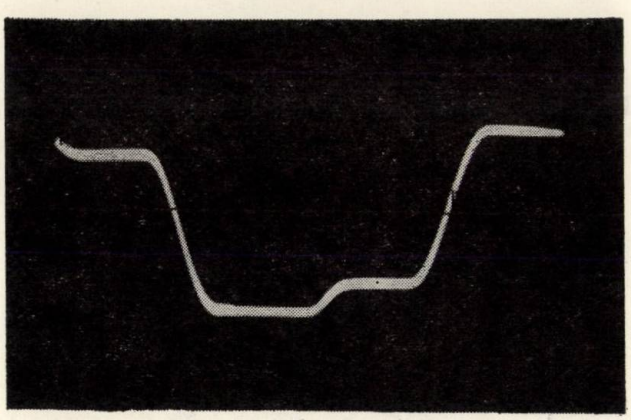
Oscilograma 1b



Oscilograma 2b



Oscilograma



Oscilograma 2c

Fig. 6 (Pentru oscilogramele 1, $U_1 = 180$ V) (Pentru oscilogrumele 2, $U_1 = 120$ V)

Fl. 6

Corespunzător acestor curbe se poate trasa experimental domeniul de existenţă al subarmonicii (fig. 7) în planul (C, U_1). Se constată

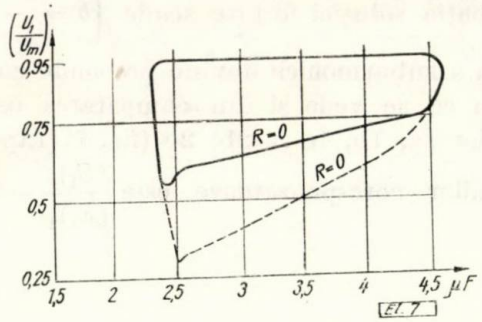


Fig. 7

cu această ocazie că limita de dispariţie a subarmonicii la creşterea tensiunii coincide practic cu cea de apariţie la scăderea tensiunii. În schimb, limita de dispariţie la scăderea tensiunii diferă substanţial de cea de apariţie la creşterea tensiunii.

Faptul că nu s-a reuşit experimental să se prindă şi zona corespunzătoare porţiunii AC din figura 4 poate fi explicat prin diferenţa dintre aproximaţia făcută şi caracteristica de magnetizare reală (conţine şi termeni de grad superior lui cinci).

Dacă s-ar fi lucrat cu o caracteristică de magnetizare corespunzătoare unui polinom de gradul trei, întreaga porţiune AB era stabilă. În plus, alura curbei din figura 4 ar fi fost puţin diferită. În aceasta constă diferenţa esenţială între consecinţele celor două neliniarităţi (de gradul cinci şi respectiv, gradul trei).

Concordanţa satisfăcătoare dintre experiment şi teorie justifică necesitatea considerării unei aproximări cel puţin din ordinul cinci, precum şi complicaţiile de calcul corespunzătoare.

6. Influenţa capacităţii

Impunînd condiţia ca :

$$z = a \cos \frac{\nu t_1}{3} + b \cos \nu t_1 \qquad (20)$$

să satisfacă ecuaţia

$$\frac{d^2 z}{dt_1^2} + z + z^5 = E_1 \cos \nu t_1, \qquad (21)$$

prin anularea coeficienţilor lui $\cos \frac{\nu t_1}{3}$ şi $\cos \nu t_1$ se obţine :

$$\begin{cases} \nu^2 a - \frac{45}{8}\left[a^4 + \frac{5}{2} a^3 b + 6a^2 b^2 + 3ab^3 + \right. \\ \left. + 3b^4 + \frac{8}{5}\right] a = 0 \\ -b \cdot \nu^2 + b + \frac{5}{16} a^5 + \frac{15}{8} a^4 b + \frac{15}{8} a^3 b^2 + \\ + \frac{15}{4} a^2 b^3 + \frac{5}{8} b^5 - B = 0. \end{cases} \qquad (22)$$

Pentru $a = 0$, cea de a doua relaţie (22) corespunde rezonanţei pe fundamentală. Cum nu interesează, deocamdată, cazul $a = 0$, prima relaţie, (22), furnizează dependenţa dintre am-

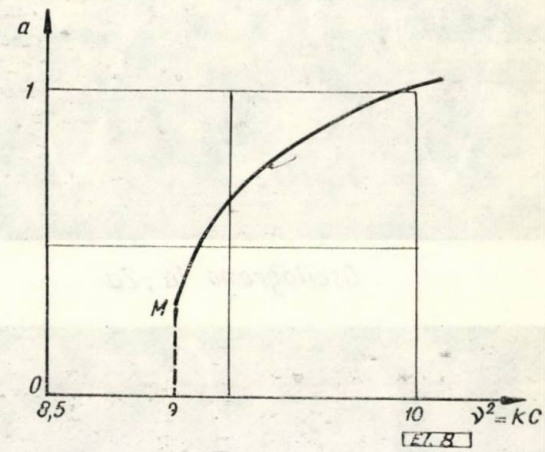


Fig. 8

plitudinea oscilaţiei subarmonice şi mărimea capacităţii din circuitul seria (fig. 8). Din (3) şi (22) rezultă :

$$\nu^2 = \frac{\omega^2}{\Omega^2} = \frac{\omega^2}{\frac{I_m}{C \cdot \psi_m} \frac{k_1}{}} = k \cdot C = \frac{45}{8}\left[a^4 + \frac{5}{2} a^3 b + \right.$$

$$\left. + 6a^2 b^2 + 3ab^3 + 3b^4 + \frac{8}{5}\right]; \; b = -\frac{E_1}{8}. \qquad (23)$$

Din examinarea acestei ecuaţii (b este dat) se constată că admite rădăcini reale (una pozitivă, una negativă) doar pentru $\frac{\nu^2}{9} > \frac{15}{8} b^4 + 1$. Reţinem în continuare, pentru discuţie, doar rădăcina pozitivă (condiţia (19)).

Pentru $\nu^2 = k \cdot C = \frac{45}{8}\left[3\, b^4 + \frac{8}{5}\right]$ şi E_1 nu prea mare rezultă din neglijarea termenilor a^4 şi a^3 relaţia aproximativă :

$$6\, a^2 b^2 + 3\, ab^3 \approx 0, \qquad (24)$$

de unde :

$$a = -\frac{b}{2} = +\frac{E_1}{16}. \qquad (25)$$

Soluţia este stabilă, deci, pentru $a > -\frac{b}{2} = +\frac{E_1}{16}$.

Oscilaţia subarmonică ia naştere, la creşterea capacităţii, prin bifurcare din oscilaţia forţată în jurul valorii $\nu^2 \approx \frac{45}{8}\left(3b^4 + \frac{8}{5}\right)$. Cele de mai sus rămîn valabile şi în cazul valorilor mari ale lui E_1 [2], [7].

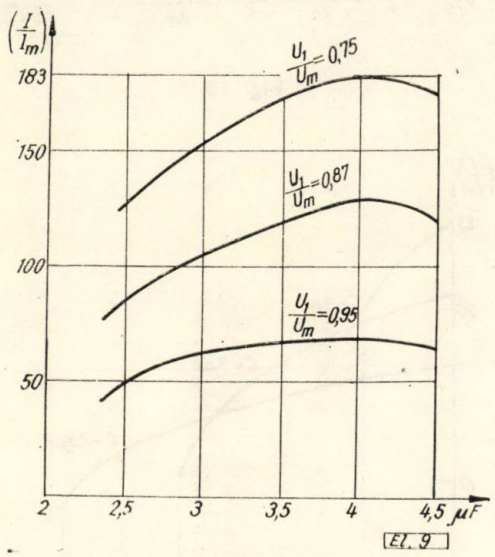


Fig. 9

În figura 9 sînt trasate experimental aceste caracteristici pentru diferite tensiuni aplicate circuitului serie, iar în figura 10 tensiunile corespunzătoare pe bobină şi condensator.

7. Influenţa rezistenţei

Relaţia (4) se mai poate transforma :

$$2h = RC\Omega = RC\sqrt{\frac{I_m \cdot k_1}{C \cdot \varphi_m}} =$$

$$= R \cdot C\sqrt{\frac{1}{L_n \cdot C}} = R\sqrt{\frac{1}{L_n}} \cdot \sqrt{C} \qquad (26)$$

unde L_n are caracterul unei inductanţe.

Pentru ca h să rămînă constant, este suficient ca la mărirea rezistenţei R a circuitului, să se micşoreze capacitatea. În felul acesta se explică deplasarea domeniilor de existenţă către stînga (fig. 11) la creşterea rezistenţei.

În afara deplasării către stînga a domeniilor de existenţă, ele se micşorează, iar pentru o anumită valoare limită a rezistenţei (cam 2700Ω, pentru cazul nostru) oscilaţia subarmonică nu mai apare. Cu cît rezistenţa este mai mică, pentru apariţia oscilaţiei subarmonice, este suficientă o tensiune mai redusă. Pe măsura creşterii rezistenţei, creşte şi tensiunea necesară. Aşa cum se constată şi experimental (fig. 10), valoarea lui h (26) pentru care există soluţia subarmonică este foarte mică. Se poate aproxima $h \approx 0$. În felul acesta, din (12) rezultă :

$$\sin 3\,\theta \approx 0 \rightarrow \theta \approx \frac{k\pi}{3}, \quad k = 0,1,2,3,4,5. \qquad (27)$$

Cazul $k = 1,3,5$ revine la $a<0$, ceea ce contrazice condiţia (19).

Deci forma definitivă a soluţiei este dată de :

$$z(t_1) = \mathrm{a}\cos\left(t_1 + \frac{2\pi n}{3}\right) - \frac{E_1}{8}\cos 3t_1 \quad n = 0,1,2. \qquad (28)$$

În figurile 12 şi 13 sînt trasate curbele $I = f(U_1)$ şi respectiv $I = f(C)$, pentru $C = 2,5\ \mu\mathrm{F}$, respectiv $\frac{U_1}{U_m} = 0,75$, la diferite valori ale rezistenţei. Din aceste grafice se remarcă extinderea zonei instabile în detrimentul celei stabile o dată cu creşterea rezistenţei.

Din figurile 14 şi 15 reiese că o dată cu creşterea rezistenţei circuitului, domeniile de existenţă corespunzătoare capacităţilor mari se micşorează în favoarea celor ale capacităţilor mici. În toate aceste figuri (12, 13, 14), rezistenţa circuitului micşorează amplitudinea oscilaţiei.

8. Influenţa sarcinii secundare

În figura 17 se arată mărimile I, U_L, U_C funcţie de valoarea sarcinii secundare raportate la primar. Influenţa sarcinii secundare, în sensul existenţei oscilaţiei subarmonice, este mică. Creşterea sarcinii măreşte însă curentul de rezonanţă, aşa cum reiese din figura 17.

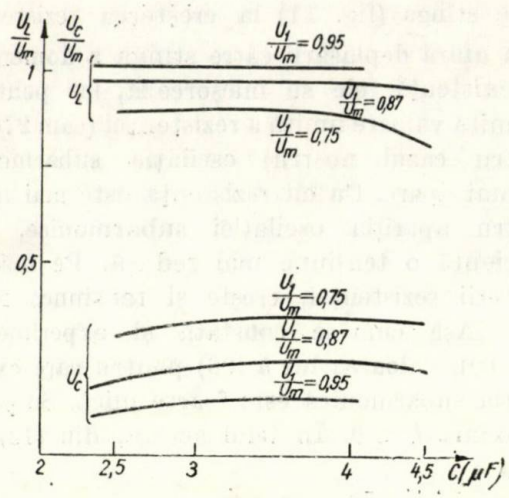


Fig. 10

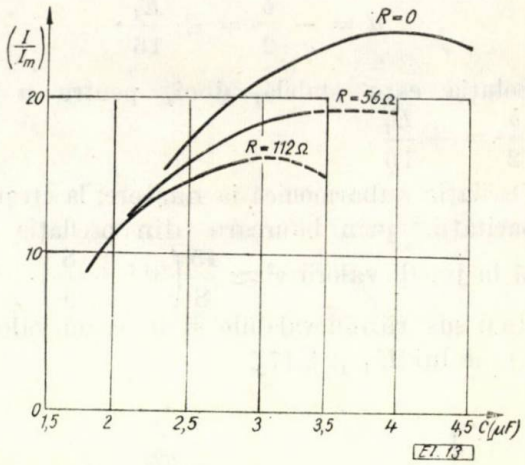


Fig. 13

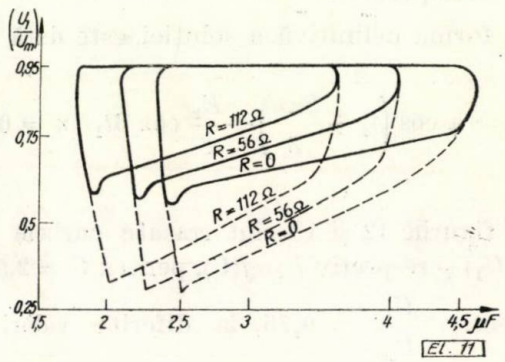


Fig. 11

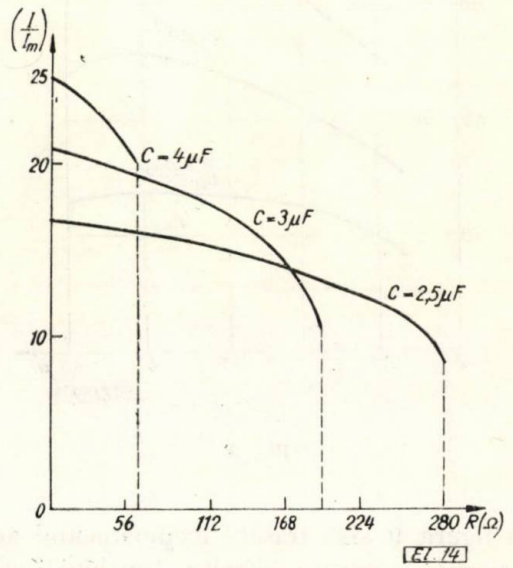


Fig. 14

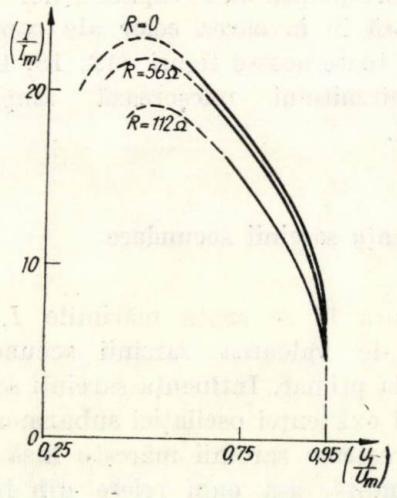


Fig. 12

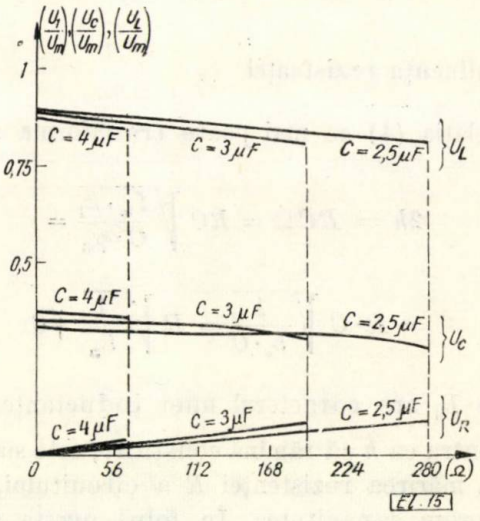
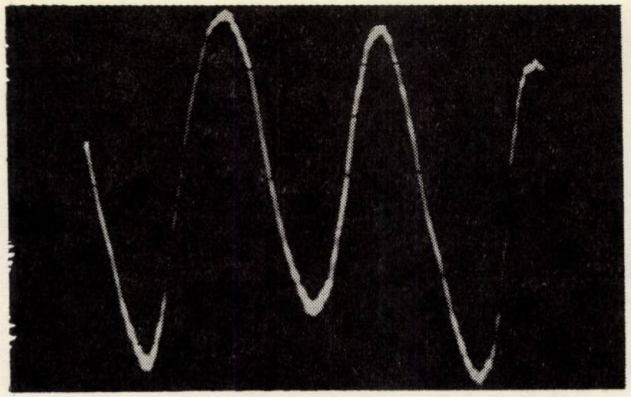
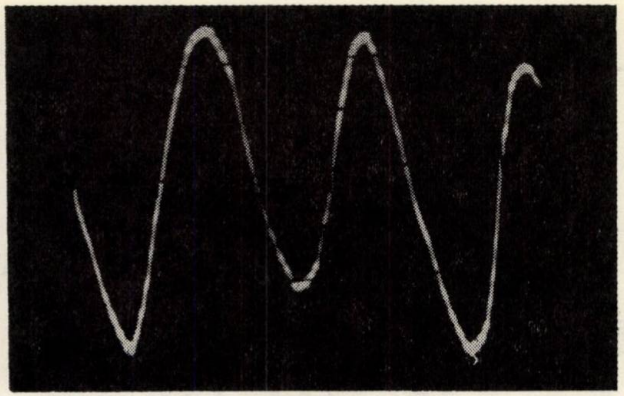


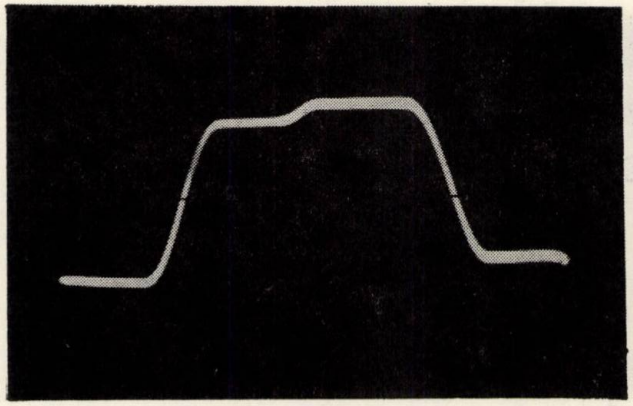
Fig. 15



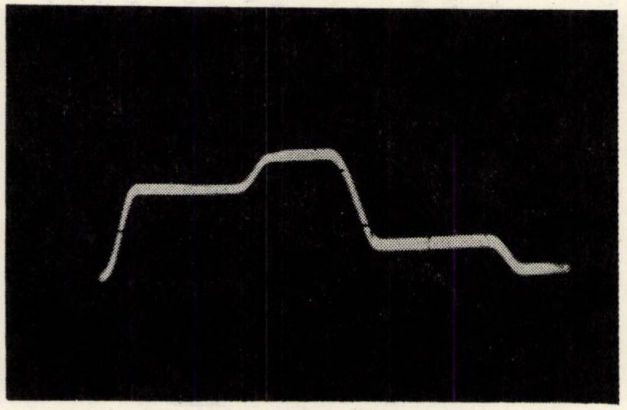
Oscilograma 1a



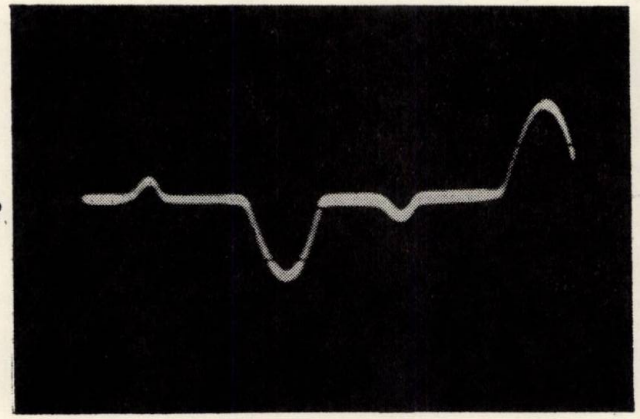
Oscilograma 2a



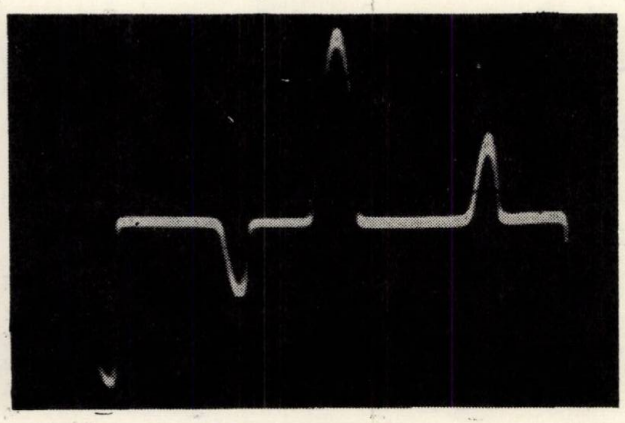
Oscilograma 1b



Oscilograma 2b



Oscilograma 1c
$R = 56\,\Omega$



Oscilograma 2c
$R = 178\,\Omega$

Fig. 16

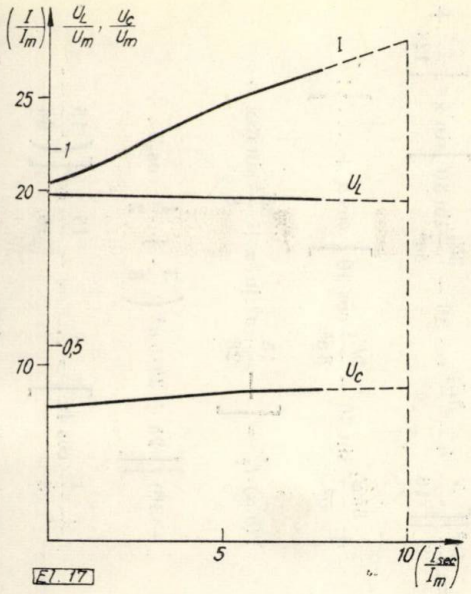


Fig. 17

9. Concluzii

Pentru o deplină concordanţă între experiment şi teorie este necesar ca polinomul de aproximare să fie cît mai apropiat de caracteristica reală de magnetizare.

În timp ce amplitudinea componentei forţate depinde direct doar de forţa perturbatoare, amplitudinea oscilaţiei subarmonice depinde de amplitudinea forţei perturbatoare, de parametrii circuitului (L,C) şi de condiţiile iniţiale.

ANEXA 1.

a) $f(z,\dot{z}) = 2h(1+5z^4)\dot{z} + z^5 = 2h\dot{z} + z^4(z + 10h\dot{z}) =$

$$= -ah\nu\left[\left(\frac{2}{3}+\frac{5}{12}z^4\right)\sin\alpha+\frac{5}{8}a^4\sin 3\alpha+\right.$$

$$\left.+\frac{5}{24}z^4\sin 5\alpha\right]+\frac{5}{8}a^5\cos\alpha+\frac{5}{16}a^5\cos 3\alpha+$$

$$+\frac{1}{16}a^5\cos 5\alpha;$$

b) $f'_z(z,\dot{z}) = z^3\,(40\ h\dot{z}+5z) = a^4\left[-\frac{10}{3}h\nu\sin 2\alpha-\right.$

$$\left.-\frac{5}{3}h\nu\sin 4\alpha+\frac{5}{2}\cos 2\alpha+\frac{5}{8}\cos 4\alpha+\frac{15}{8}\right];$$

c) $f'_{z'}(z,z' = 2h(1+5z^4) = 2h\left[1+5a^4\left(\frac{3}{8}+\right.\right.$

$$\left.\left.+\frac{1}{2}\cos 2\alpha+\frac{1}{8}\cos 4\alpha\right)\right].$$

ANEXA 2.

a) $U\,(a,\alpha)\cdot f'_z = \left[\frac{5}{128}a^5\cos 3\alpha-\frac{E_1}{8}\cos(3\alpha-\right.$

$$\left.-3\theta)\right]a^4\left[-\frac{10h\nu}{3}\sin 2\alpha-\frac{5h\nu}{3}\sin 4\alpha+\right.$$

$$\left.+\frac{5}{2}\cos 2\alpha+\frac{5}{8}\cos 4\alpha+\frac{10}{8}\right]=\ldots=$$

$$=\frac{5a^9}{8}\left\{\left[\frac{5}{16}\,h-\frac{hE_1}{a^5}\cos 3\theta-\frac{3E_1}{8a^5}\sin 3\theta\right]\sin\alpha+\left[\frac{25}{128}+\right.\right.$$

$$\left.\left.+\frac{3hE_1}{a^5}\sin 3\theta-\frac{5E_1}{8a^5}\cos 3\theta\right]\cos\alpha+\ldots\right\};$$

b) $V(a,\alpha)\cdot f'_{\dot{z}} = \left[-\frac{15}{28}a^5\sin 3\alpha+\frac{3E_1}{8}\sin(3\alpha-\right.$

$$\left.-3\theta)\right]\left[2h+2h\cdot 5a^4\left(\frac{3}{8}+\frac{1}{2}\cos 2\alpha+\right.\right.$$

$$\left.\left.+\frac{1}{8}\cos 4\alpha\right]=\ldots=-\frac{15}{16}ha^9\left[\left(\frac{15}{64}-\right.\right.\right.$$

$$\left.\left.\left.-\frac{3E_1}{4a^5}\cos 3\theta\right)\sin\alpha+\left(\frac{5E_1}{4a^5}\sin 3\theta\right)\cos\alpha+\ldots\right].$$

Bibliografie

[1] *Bogoliubov, H.K.* şi *Mitropolski, I.A.* Asimtoticeschie metodî v teorii nelineinîh kolebanii, G.I.T.L., Moscova, 1955.

[2] *Dincă, F.* şi *Teodosiu, C.* Vibraţii neliniare aleatoare. Bucureşti, Ed. Acad., 1969.

[3] *Hayashi, C.* Nonlinear Oscillations in Physical Systems, Mc. Graw-Hill Book, N.Y., San Francisco, Toronto, London, 1964.

[4] *Dolghinov, A.I.* Rezonans v electriceskih ţepiah i sistemah, Moscova, Gosenergoizdat, 1957.

[5] *Dmohovskaia, L. F.* ş.a. Subarmoniceskie kolebania v prosteişih shemah i v dalnîh electroperedaceah. În: Electricestvo, nr. 11, 1955.

[6] *Kauderer, H.* Nelineinaia mehanica, *I.L.M.*, 1961.

[7] * * * Les vibrations forcées dans les systémes non—lineaires, Marseille, 1964.

[8] *Mandelştam, L.I.* Polnoe Sobranie trudov, II, Iz. Akad. Nauk U.R.S.S., 1947.

[9] *Melnikov, N.A.* Proektirovanie electriceskoi ceasti vozdušnîi linii electroperedaceah (330—500) kV. Moscova Gosenergoizdat, 1957.

[10] *Şenkman, I. Z.* Subarmoniceschie colebanie v conture s sušcestvenno nelineinoi inductivnostiu. În: Electricestvo nr. 10, 1967.

Intrat în redacţie la 19.VI. 1971

Treptele de tensiune şi de curent, moduri fundamentale de excitaţie a curentului tranzitoriu în conductoare cu efect pelicular

CONSTANTIN I. MOCANU * — Bucureşti

CZ 621.3-014.1:538.542

Treapta de tensiune şi *treapta* sau *injecţia constantă de curent* sînt considerate în literatură moduri fundamentale de excitare a curentului electric tranzitoriu în conductoarele în care nu se pot neglija efectele difuziei cîmpului electromagnetic cuasistaţionar cum sînt efectele pelicular, de proximitate, Field etc. *Funcţiunea treaptă* a fost introdusă de O. Heaviside [1] pentru rezolvarea regimurilor tranzitorii a reţelelor electrice cu ajutorul calculului operaţional. J. R. Carson [2], K. W. Wagner [3]—[4] şi alţii au aplicat-o în transformaţiile Laplace şi Carson. H. Pleijel [5] este primul care a utilizat treapta de tensiune în probleme de difuzie, rezolvînd problema distorsiunii *impulsurilor de tensiune cu front dreptunghiular* pe liniile electrice, ca urmare a efectului pelicular tranzitoriu. Dacă treapta de tensiune se interpretează prin aplicarea bruscă a unei tensiuni constante, conceptul de treaptă de curent care să presupună şi fenomenul de difuzie e mai puţin intuitiv şi a fost introdus de K. W. Miller [6]. Acesta a studiat problema duală a *impulsurilor de curent cu front dreptunghiular* în conductoarele cilindrice circulare plin şi cav şi în placa cu extensiune infinită. Miller, consideră că în momentul injecţiei, curentul trece în întregime pe la suprafaţa conductorului şi apoi pătrunde treptat în interiorul acestuia, rămînînd constant pe toată durata difuziei.

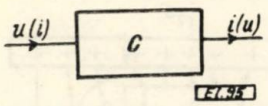


Fig. 1

După cunoştinţa autorului, în nici una din lucrările în care se utilizează cele două concepte, nu se dă o justificare bazată pe condiţiile de cîmp specifice difuziei cîmpului electromagnetic. Analogia între difuzia căldurii şi cîmpului electromagnetic, datorită descrierii ambelor fenomene prin ecuaţii de tip parabolic [6], [7], nu e concludentă. Cele două moduri de excitaţie au fost preluate din teoria circuitelor electrice filiforme, în care sursele pot fi reprezentate în regimurile cuasistaţionare permanente, fie prin modelul generatorului de tensiune, fie al generatorului (injectorului) de curent.

În conductoarele masive cu efect de difuzie, problema surselor de excitare a curentului se pune diferit în regim tranzitoriu faţă de regimul permanent.

În regim permanent, sursa care stabileşte curentul de aducţie într-un conductor masiv, poate fi reprezentată prin oricare dintre generatoarele de tensiune sau de curent. Fenomenele se consideră după un timp suficient de mare de la conectarea conductorului, neglijînd astfel influenţa condiţiilor iniţiale şi luarea lor în considerare la integrarea ecuaţiilor lui Maxwell. Într-o schemă bloc reprezentînd conductorul (fig. 1), oricare din mărimile duale, tensiune sau curent, poate fi considerată atît *mărime de intrare* (excitaţie) cît şi *mărime de ieşire* (răspuns). Caracterul forţat al regimurilor permanente rezultă din proprietăţi comune ale legilor de variaţie în timp ale mărimilor de intrare şi ieşire. Cînd conductorul e liniar şi mărimea de intrare e sinusoidală, mărimea de ieşire rezultă sinusoidală de aceeaşi frecvenţă; dacă excitaţia e periodică, răspunsul rezultă periodic dar distorsionat.

În regim tranzitoriu, condiţiile iniţiale influenţează mărimile de răspuns a căror lege de variaţie în timp e diferită de a mărimilor de intrare. Dacă se cunoaşte răspunsul tranzitoriu la excitaţie treaptă, se poate calcula cu integrala Duhamel-Carson răspunsul pentru orice mărime de intrare, treapta unitate $\gamma(t)$ fiind modul fundamental de excitaţie. Prin analogie cu regimurile permanente, se consideră că şi în regimurile tranzitorii, mărimi de intrare pot fi atît tensiunea cît şi curentul şi în consecinţă atît *treapta de tensiune* cît şi *treapta de curent* sînt susceptibile a fi moduri fundamentale de excitaţie. Este interesant de observat că funcţiunea treaptă nu se utilizează în studiul regimurilor tranzitorii ale reţelelor electrice cu elemente inductive pentru reprezentarea surselor sub forma injecţiei de curent constant. De exemplu, — în cel mai simplu element filiform inductiv avînd rezistenţa R şi inductanţa L, — injecţia constantă de curent $I\gamma\ (t)$ ar stabili o tensiune de răspuns $u(t) = RI + L\delta(t)$ în care $\delta(t)$ este funcţia lui Dirac. Evident acest rezultat, în care la impactul curentului, tensiunea şi puterea instantanee sînt infinite, nu are semnificaţie fizică. În schimb, într-unul din cele mai simple elemente inductive cu efect de difuzie — cilindrul circular plin — se admite

* Dr. ing. *C. I. Mocanu* este profesor la facultatea de Electrotehnică din Institutul politehnic — Bucureşti

posibilitatea injectării unui curent constant, deşi şi în acest caz tensiunea, densitatea de curent şi cîmpul electric la suprafaţa conductorului, respectiv puterea instantanee rezultă infinite în momentul injecţiei [6].

Admiterea în egală măsură a celor două moduri de excitaţie, implică intervenţia lor în condiţiile iniţiale la integrarea ecuaţiilor cîmpului electromagnetic pentru studiul efectului pelicular tranzitoriu şi al puterii absorbite în conductoare, al curenţilor turbionari tranzitorii şi pierderii de putere în miezurile de fier ale bobinelor, pentru definirea parametrilor tranzitorii etc. Astfel, pentru caracterizarea unui conductor în regim tranzitoriu cu efect pelicular, se obţin expresii diferite ale rezistenţei şi inductanţei tranzitorii, după modul de excitaţie şi relaţia de definiţie liniară sau energetică. Miller [6] calculează aceşti parametri cu relaţii energetice la treaptă de curent: rezistenţa cu legea lui Joule şi inductanţa cu teorema energiei magnetice. Tuchy, Fullerton şi Lee [7] recomandă definiţii energetice la treaptă de tensiune. Cu integrale de convoluţie, R. Rădulet, Al. Timotin şi A. Ţugulea [8], caracterizează conductoarele cu conductanţa şi capacitatea tranzitorii dacă excitaţia e treapta de tensiune şi cu rezistenţa şi inductanţa tranzitorii dacă excitaţia este treapta de curent. A. Avramescu calculează cu relaţii liniare o altă expresie a rezistenţei cilindrului circular şi determină o formulă pentru inductanţa interioară [9]. Datorită relaţiilor de definiţie şi modurilor de excitaţie diferite, numai pentru conductorul cilindric circular se cunosc în literatură patru formule [6], [7], [8], [9]. Introducerea lor în ecuaţiile Kirchhoff ale unei reţele conţinînd ca element cu efect de difuzie cilindrul circular, conduce evident la rezultate diferite. Autorul, a demonstrat că independent de relaţiile de definiţie şi de modurile de excitaţie, conductoarele drepte şi bobinele admit trei scheme echivalente fundamentale sau canonice avînd rezistenţe şi inductivităţi constante [10] [18]. Pe modelul acestor scheme se poate studia oricare din regimurile permanente sau tranzitorii ale efectului pelicular, pentru orice mod de variaţie în timp a excitaţiei.

Cu modelul injecţiei de curent constant, sînt explicate de B. Lago, R. Eatock [19] şi A. Schwab [20]—[21] fenomenele din şuntul coaxial parcurs de curenţi de şoc; şi în acest caz se constată valori infinite ale tensiunii, cîmpului electric, densităţii de curent şi puterii instantanee la impact [22].

În această lucrare se arată că în analiza difuziei cîmpului electromagnetic tranzitoriu într-un conductor, *numai treapta de tensiune este mod fundamental de excitaţie.* Injecţia constantă de curent care să presupună şi efect pelicular tranzitoriu a curentului, nu poate fi considerată mod de excitaţie şi în consecinţă nici condiţie iniţială pentru integrarea ecuaţiilor cîmpului electromagnetic. Treapta de curent nu e o mărime de intrare, ci e răspunsul limită al conductorului în care în condiţii idealizate difuzia este instantanee şi densitatea de curent are valoarea de regim staţionar.

1. Treapta de tensiune electrică

1.1. Condiţiile de cîmp în problema planparalelă

Pentru stabilirea condiţiilor de cîmp ale unui conductor drept pus sub tensiune treaptă $U_0\gamma(t)$, se consideră că între doi electrozi plani perfect conductori C_1 şi C_2, dispuşi paralel la distanţa $l + 2d$ $(d \ll l)$, se stabileşte un cîmp electric uniform şi constant în timp $E_0 = U_0/l$ (fig. 2). Conductorul drept C a cărui lungime l

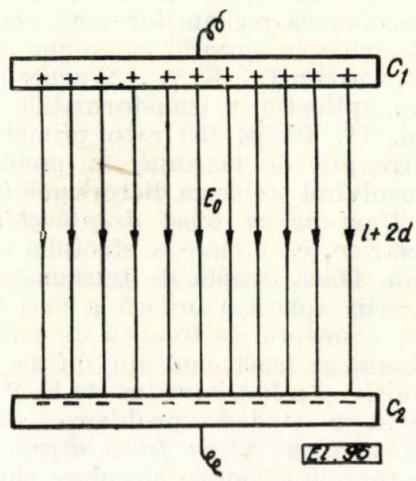


Fig. 2

este mult mai mare decît cea mai mare dintre dimensiunile L ale secţiunii sale transversale, este adus axial în cîmp electric, la o mică dis-

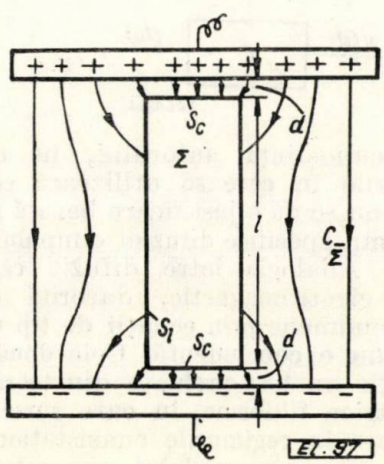


Fig. 3

tanţă d de electrozi. Electrozii C_1 şi C_2 sînt partea inductoare sau sursa, iar conductorul C este indusul. Se presupune că sursa este de

putere infinită, menținînd constantă tensiunea aplicată pe durata conectării conductorului la electrozi. Se notează cu S_l suprafața laterală a conductorului, S_c suprafețele frontale, $S = S_l\, US_c US_c$ reuniunea lor, Σ domeniul din interiorul conductorului, $\bar{\Sigma} = \sum US_l US_c US_c$ reuniunea lor, $C_{\bar{\Sigma}}$ domeniul dielectricului și cu P un punct din cîmp. Se alege un sistem de coordonate carteziene (x, y, z) cu axa oz normală pe electrozi. Cîmpul electric $\boldsymbol{E}(P, t)$ e orientat axial în interiorul conductorului și cîmpul magnetic $\boldsymbol{H}(P, t)$ este peste tot transversal, ambele cîmpuri fiind independente de coordonata z.

a. Regimul electrostatic. Pentru conductorul izolat de electrozi (fig. 3), condițiile de cîmp sînt următoarele:

$$\boldsymbol{E}(P) = \begin{cases} 0, & P \in \Sigma \\ \neq 0, & P \in C_{\bar{\Sigma}}\, US \end{cases};$$

$$\boldsymbol{n}\, \underset{P \in S}{\boldsymbol{E}}(P) = \frac{\rho_s(P)}{\varepsilon} \neq 0;$$

$$\boldsymbol{e}_z\, \underset{P \in S_l}{\boldsymbol{E}}(P) = 0;$$

$$\underset{P \in \bar{\Sigma}\, UC_{\bar{\Sigma}}}{\boldsymbol{H}(P)} = 0 \qquad (1)$$

în care $\boldsymbol{n}$ este versorul normal pe S și $\boldsymbol{e}_z$ este versorul axial; ρ_s este densitatea superficială de sarcină electrostatică și ε e permitivitatea dielectricului.

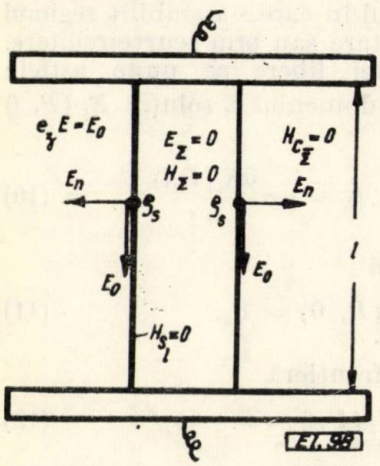


Fig. 4

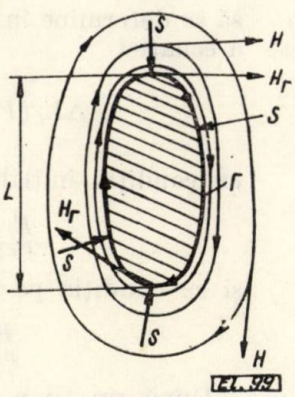


Fig. 5

b. Impactul tensiunii. În momentul conectării conductorului la electrozi (prin deplasarea axială a acestora pe distanța d, condițiile de cîmp (1) se modifică astfel (fig. 4):

$$\boldsymbol{E}(P) = \begin{cases} 0, & P \in \Sigma \\ \neq 0, & P \in C_{\bar{\Sigma}}\, US \end{cases};$$

$$\underset{P \in S_l}{\boldsymbol{n}\, \boldsymbol{E}}(P) = \frac{\rho_s(P)}{\varepsilon} \neq 0;$$

$$\underset{P \in S_l}{\boldsymbol{e}_z\, \boldsymbol{E}}(P) = \boldsymbol{E}_0;$$

$$\underset{P \in S \bar{\Sigma} UC_{\bar{\Sigma}}}{\boldsymbol{H}(P)} = 0. \qquad (2)$$

Cîmpul electrocinetic e nenul numai pe suprafața conductorului, tangențial la aceasta și stabilește o densitate de curent $\underset{P \in S_l}{J(P)} = \sigma\, E_0$, în care σ este conductivitatea.

Problema difuziei cîmpului electric tranzitoriu într-un conductor drept sub tensiune electrică treaptă $U_0\, \gamma\,(t)$ se pune astfel: să se determine în domeniul $\bar{\Sigma}$ soluția $E(P,t)$ a ecuației

$$\Delta E\,(P,t) = \mu\sigma\, \frac{\partial\, E(P,t)}{\partial t}, \qquad (3)$$

cu condiția inițială

$$\underset{P \in \Sigma}{E\,(P, 0)} = 0, \qquad (4)$$

și cu condiția pe frontieră

$$\underset{\substack{P \in S_l \\ 0<t<\infty}}{E(P,t)} = E_0. \qquad (5)$$

c. Regimul de difuzie superficială și normală. După un timp infinit mic Δt, pînza elementară de curent prin pelicula infinit de îngustă la periferia conductorului (fig. 5), stabilește un cîmp magnetic tangențial la suprafața acestuia, Conturul Γ al secțiunii conductorului e linie de cîmp magnetic și în consecință vectorul lui Poynting este peste tot normal pe S_l. Difuzia e *superficială* și curentul crește monoton. Treptat, cîmpul electromagnetic difuzează în conductor, în acord cu teoremele de maxim și monotonie a ecuației difuziei [23], [24]. În punctele de curbură concavă ale suprafeței conductorului, cîmpul magnetic continuă să rămînă tangențial pe durata pătrunderii curentului pînă în centrul de curbură. În acest interval de timp în care vectorul lui Poynting are numai componentă normală pe suprafața conductorului, difuzia e *normală* (fig. 6) și se studiază calitativ, raportînd fenomenele la un sistem de coordonate atașat suprafeței conductorului. Intensitățile cîmpurilor electric și magnetic în punctele situate pe normala interioară pînă în centrul de curbură au în acest regim aceleași expresii ca în problema difuziei în cilindrul de curbură [25], [26].

Fig. 6

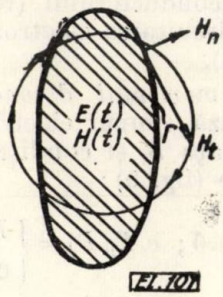


Fig. 7

d. Regimul tranzitoriu. Pe măsură ce curentul difuzează în interiorul conductorului, se formează pe suprafața acestuia și o componentă normală (fig. 7), conturul Γ al secțiunii conduc-

torului nemaifiind linie de cîmp magnetic. După un timp t de la punerea sub tensiune, intensităţile cîmpurilor electric şi magnetic sînt peste tot nenule şi variabile în timp

$$\underset{P\in\bar{\Sigma}UC_{\bar{\Sigma}}}{\boldsymbol{E}(P,t)\neq 0}; \qquad \underset{P\in\bar{\Sigma}UC_{\bar{\Sigma}}}{\boldsymbol{H}(P,\ t)\neq 0}. \tag{6}$$

e. Regimul permanent. După un timp suficient de mare, componentele variabile în timp ale intensităţilor cîmpurilor electric şi magnetic sînt neglijabile în raport cu componentele continue şi condiţiile de cîmp corespund regimului electrocinetic staţionar (fig. 8) :

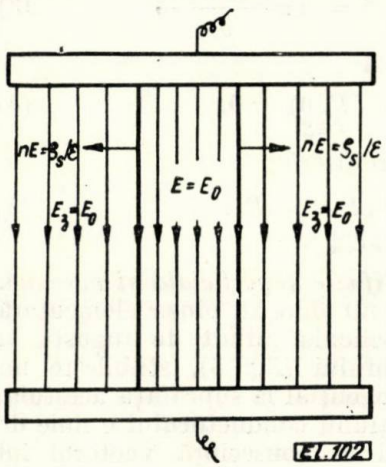


Fig. 8

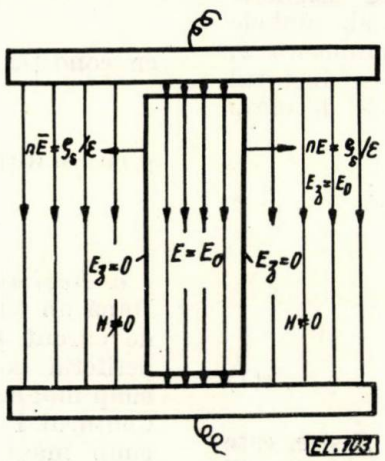


Fig. 9

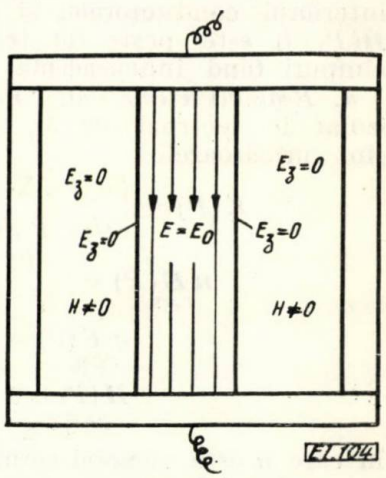


Fig. 10

$$\underset{P\in\bar{\Sigma}SC_{\bar{\Sigma}}}{\boldsymbol{E}(P)\neq 0}; \quad \begin{matrix} \underset{P\in S_l}{\boldsymbol{n}\,\boldsymbol{E}(P)} = \dfrac{\rho_s(P)}{\varepsilon}; \\ \underset{P\in\bar{\Sigma}UC_{\bar{\Sigma}}}{\boldsymbol{e}_z\,\boldsymbol{E}(P)} = E_0; \end{matrix} \quad \underset{P\in\bar{\Sigma}UC_{\bar{\Sigma}}}{\boldsymbol{H}(P)\neq 0}. \tag{7}$$

În acest regim intensităţile cîmpurilor satisfac ecuaţia lui Laplace :

$$\Delta\boldsymbol{E}=0; \qquad \Delta\boldsymbol{H}=0.$$

f. Regimul liber se stabileşte fie prin deconectarea conductorului (relaxaţia în gol) fie prin scurtcircuitarea electrozilor (relaxaţia în scurtcircuit).

În momentul deconectării conductorului se anulează cîmpul electric aplicat tangenţial pe suprafaţa S_l şi condiţiile de cîmp sînt următoarele (fig. 9) :

$$\underset{P\in\bar{\Sigma}UC_{\bar{\Sigma}}}{\boldsymbol{E}_l(P)\neq 0}; \quad \underset{P\in\bar{\Sigma}UC_{\bar{\Sigma}}}{\boldsymbol{e}_z\,\boldsymbol{E}_l(P)} = \begin{cases} E_0; & P\in\Sigma UC_{\bar{\Sigma}} \\ 0; & P\in S_l; \end{cases} \quad \underset{P\in\bar{\Sigma}UC_{\bar{\Sigma}}}{\boldsymbol{H}_l(P)\neq 0}. \tag{8}$$

(indicele l se referă la mărimile regimului liber).

La scurtcircuitarea electrozilor (cu un tub coaxial perfect conductor avînd raza interioară mult mai mare ca L) se anulează componenta axială a cîmpului electric în exteriorul conductorului şi pe suprafaţa acestuia (fig. 10)

$$\underset{P\in\bar{\Sigma}UC_{\bar{\Sigma}}}{\boldsymbol{E}_l(P)\neq 0}; \quad \underset{P\in\bar{\Sigma}UC_{\bar{\Sigma}}}{\boldsymbol{e}_z\,\boldsymbol{E}_l(P)} = \begin{cases} E_0; & P\in\Sigma; \\ 0; & P\in S_l UC_{\Sigma}; \end{cases} \quad \underset{P\in\bar{\Sigma}UC_{\bar{\Sigma}}}{\boldsymbol{H}(P)\neq 0}. \tag{9}$$

Se observă că pe suprafaţa laterală S_l şi în interiorul conductorului Σ, condiţiile de cîmp nu depind de modul în care s-a stabilit regimul liber, prin deconectare sau prin scurtcircuitare.

Problema difuziei libere se pune astfel : să se determine în domeniul $\bar{\Sigma}$ soluţia $E_l\ (P,\ t)$ a ecuaţiei

$$\Delta E_l\ (P,t) = \mu\sigma\frac{\partial E_l(P,t)}{\partial\ t} \tag{10}$$

cu condiţia iniţială

$$\underset{P\in\Sigma}{E_l\ (P,\ 0)} = E_0, \tag{11}$$

şi cu condiţia pe frontieră

$$\underset{P\in S_l,\,0<t\infty}{E_l\ (P,t)} = 0. \tag{12}$$

După un timp t de la stabilirea regimului liber, condiţiile de cîmp sînt următoarele :

$$\underset{P\in\Sigma UC_{\bar{\Sigma}}}{\boldsymbol{E}(P,t)\neq 0}; \qquad \underset{P\in\bar{\Sigma}UC_{\bar{\Sigma}}}{\boldsymbol{H}(P,t)\neq 0}. \tag{13}$$

O dată cu anularea componentei tangenţiale a cîmpului electric pe suprafaţa conductorului, se anulează şi componenta normală pe S_l a vectorului lui Poynting în acord cu anularea transferului de energie de către sursă. Pe durata relaxaţiei, cîmpul electromagnetic se menţine datorită energiei magnetice din interiorul cilindrului. În integrala de energie

$$\int_{S_l}(\boldsymbol{E}_l\times\boldsymbol{H}_l)\mathrm{d}\boldsymbol{A} = \sigma\int_{\Sigma}E_l^2\mathrm{d}v + \frac{\mathrm{d}}{dt}\int\frac{\mu H_l^2}{2}\,\mathrm{d}v$$

primul membru este nul şi deci energia magnetică în momentul iniţial $W_m(0)$ se transformă integral în căldură Q

$$W_m(0) = -Q = -\sigma\int^{\infty} \mathrm{d}t\int_{\Sigma} E_i^2 \mathrm{d}v. \quad (14)$$

Observaţii. În problema planparalelă a difuziei modul de excitaţie treaptă de tensiune este totodată treaptă de cîmp electric. Condiţiile de cîmp în problema tridimensională sînt analizate în anexa 1.

1.2. Studiul efectului pelicular cu ajutorul schemelor echivalente

Efectul pelicular tranzitoriu într-un conductor drept excitat sub o tensiune $u(t)$ se studiază prin metoda răspunsului tranzitoriu sau cu ajutorul schemelor echivalente *PSL*.

În metoda răspunsului tranzitoriu se calculează întîi intensitatea tranzitorie a cîmpului electric $e(P,t)$ la aplicarea unei tensiuni treaptă unitate $\gamma(t)$, rezolvînd problema difuziei (3—5). Intensitatea tranzitorie a cîmpului electric $E(P, t)$ în conductorul sub tensiune $u(t)$ se exprimă prin integrala Duhamel-Carson

$$E(P,\ t) = \int_0^t e(P,\ \tau)u(t-\tau)\mathrm{d}\tau = \int_0^t e(P,\ t-\tau)\,u(\tau)\,\mathrm{d}\tau. \quad (15)$$

Curentul tranzitoriu $i(t)$ se obţine calculînd fluxul densităţii de curent $J(P,t) = \sigma E(P,t)$ prin aria A_0 a secţiunii transversale a conductorului

$$i(t) = \sigma\int_{A^0} E(P,\ t)\mathrm{d}A. \quad (16)$$

În metoda schemelor echivalente PSL, se evită calculul integralelor (15), (16) rezolvînd una din schemele *PSL* ale conductorului. În lucrările [10]—[18], se demonstrează că independent de modul de excitaţie, cilindrul circular plin, tubul cilindric circular şi placa, sînt caracterizate de trei scheme echivalente fundamentale avînd rezistenţe şi inductanţe constante : *P* cu elementele conectate în paralel, *S* în serie şi *L* în lanţ. Pentru aceste conductoare, schemele se obţin prin sinteza impedanţei operaţionale interioare. În general, pentru conductoarele cu o secţiune transversală oarecare, nu se cunoaşte impedanţa interioară şi metoda sintezei nu poate fi aplicată. În anexa 2 se elaborează o metodă de stabilire a schemelor *PSL* pentru conductoarele de formă oarecare, cu ajutorul răspunsului liber, cu teorema reactanţei lui Foster şi cu teorema dezvoltării în fracţie continuă Stieltjes-Cauer.

Schema *P* conţine o infinitate de dipoli inductivi avînd rezistenţele $R_k^{(p)}$ şi inductanţele $L_k^{(p)}$ (fig. 11a). Schema *S* are în serie cu rezistenţa R_0 a conductorului, o infinitate de structuri avînd fiecare rezistenţa $R_k^{(s)}$ în paralel cu inductanţa $L_k^{(s)}$ (fig. 11b). Schema lanţ *L* are longitudinal rezistenţele $R_k^{(l)}$ (prima e R_0) şi transversal inductanţele $L_k^{(l)}$ (fig. 11c). Dintre aceste scheme, cea mai potrivită pentru studiul

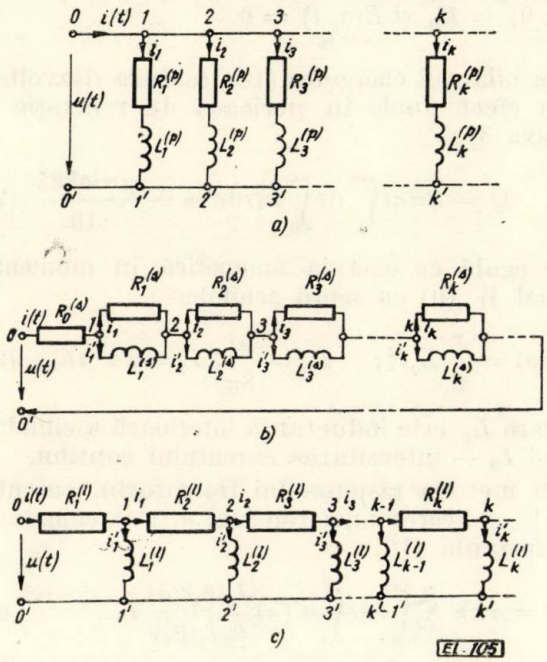


Fig. 11

efectului pelicular este schema *P*, deoarece curentul $i(t)$ se obţine însumînd curenţii $i_k(t)$ prin elementele schemei.

1.3. Aplicaţie la conductorul cilindric circular

La aplicarea unei tensiuni treaptă $E_0 l\gamma(t)$ conductorului cilindric circular de rază a, intensitatea tranzitorie a cîmpului electric $E(r,\ t)$, soluţie a ecuaţiei difuziei (3) — (5), are expresia [1], [3]:

$$E(r,\ t) = E_0 - E_0\sum_{k=1}^{\infty}\frac{2J_0(\beta_k r/a)}{\beta_k J_1(\beta_k)}\,\mathrm{e}^{-\beta_k^2 t/T_0} = E_0\sum_{k=1}^{\infty}\frac{2J_0(\beta_k r/a)}{\beta_k J_1(\beta_k)}(1-\mathrm{e}^{-\beta_k^2 t/T_0}); \quad (17)$$

$$T_0 = \mu\sigma a^2$$

în care J_n este funcţia lui Bessel de prima speţă şi ordin n, β_k e rădăcina de ordin k a ecuaţiei $J_0(\beta) = 0$ şi s-a ţinut cont de relaţia [27]:

$$\sum_{k=1}^{\infty}\frac{2J_0(\beta_k r/a)}{\beta_k J_1(\beta_k)} = 1; \quad 0 < r < a. \quad (18)$$

Condiţiile de cîmp (2), (4) şi (5) sînt îndeplinite, deoarece $E(r,0) = 0$, şi $E(a,t) = E_0$. Componenta $0<r<a$ $0<t<\infty$ de regim liber $E_l(r,\ t)$, stabilită fie prin scurt-

circuitarea, fie prin deconectarea conductorului, soluţie a ecuaţiei difuziei libere (10) — (12) are expresia :

$$E_l(r,\,t) = E_0 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2J_0(\beta_k r/a)}{\beta_k J_1(\beta_k)}\, e^{-\beta_k^2 t/T_0} \qquad (19)$$

şi îndeplineşte condiţiile de cîmp (11) şi (12) : $E(r,0) = E_0$ şi $E(a,t) = 0$.
$0<r<a$ $0<t<\infty$

În bilanţul energetic (14), căldura dezvoltată prin efect Joule în perioada de relaxaţie (anexa 3) :

$$Q = 2\pi\sigma l \int_0^{\infty} dt \int_0^{a} E_l^2 r\,dr = -\frac{\mu\sigma l a^2 E_0^2}{16} \qquad (20)$$

este egală cu energia magnetică în momentul iniţial $W_m(0)$ cu semn schimbat :

$$W_m(0) = \frac{1}{2} L_0 I_0^2; \quad L_0 = \frac{\mu l}{8\pi}; \quad I_0 = \pi a^2 \sigma E_0, \qquad (21)$$

în care L_0 este inductanţa interioară a cilindrului şi I_0 — intensitatea curentului continu.

În metoda răspunsului tranzitoriu, curentul $i(t)$ la aplicarea unei tensiuni $u(t)$ se calculează cu formula (16) :

$$i(t) = 4\pi\sigma \sum_{k=1}^{\infty} \int_0^{a} r\,dr \int_0^{t} u'(\tau)\, \frac{J_0(\beta_k r/a)}{\beta_k J_1(\beta_k)}\, e^{-\beta_k^2 (t-\tau)/T_0}\, d\tau. \qquad (22)$$

Pentru o tensiune sinusoidală $\sqrt{2}U \sin \omega t$, formula (22) devine :

$$i(t) = 4\sqrt{2}\pi\omega\sigma U \sum_{k=1}^{\infty} \int_0^{a} r\,dr \int_0^{t} \cos\omega\tau\, \frac{J_0(\beta_k r/a)}{\beta_k J_1(\beta_k)} \times$$

$$\times\, e^{-\beta_k^2 (t-\tau)/T_0}\, d\tau. \qquad (23)$$

Deoarece parametrii $R_k^{(p)}$, $L_k^{(p)}$ (fig. 11a) ai schemei P au valorile [10] — [12] :

$$R_k^{(p)} = R_0 \frac{\beta_k^2}{4}; \quad L_k^{(p)} = 2L_0; \quad R_0 = \frac{l}{\sigma a^2}, \qquad (24)$$

la aplicarea unei tensiuni sinusoidale, curentul $i(t)$ are expresia :

$$i(t) = i_l(t) + i_p(t);$$

$$i_l(t) = \sqrt{2}U \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{R_k^{(p)2} + \omega^2 L_k^{(p)2}}} \sin\varphi_k\, e^{-t/T_k^{(p)}};$$

$$i_p(t) = \sqrt{2}U \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{R_k^{(p)2} + \omega^2 L_k^{(p)2}}} \sin(\omega t - \varphi_k);$$

$$\varphi_k = \operatorname{arc\,tg} \frac{\omega L_k^{(p)}}{R_k^{(p)}}; \qquad \tau_k^{(p)} = \frac{L_k^{(p)}}{R_k^{(p)}}. \qquad (25)$$

Pentru orice mod de variaţie în timp a tensiunii aplicate, e mai complicat calculul integralei (22) decît rezolvarea reţelei paralel P.

2. Treapta de tensiune magnetică

Treapta de tensiune magnetică intervine în problema efectului de proximitate tranzitoriu, la stabilirea cîmpului magnetic în conductoare. Şi în acest caz se distinge partea inductoare, sau sursa care aplică tensiunea magnetică şi indusul în care are loc difuzia cîmpului magnetic.

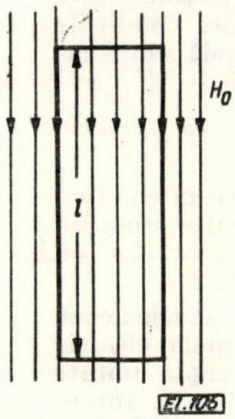


Fig. 12

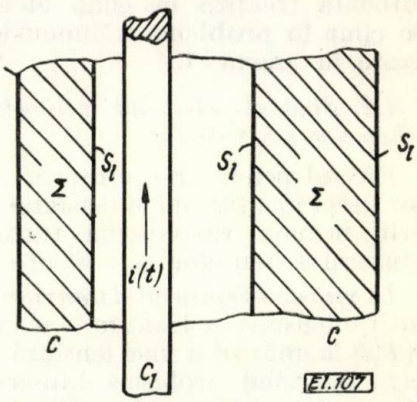


Fig. 13

Un cîmp magnetic uniform constant în timp se poate stabili cu un solenoid infinit de lung, parcurs de curent continuu (fig. 12). Dacă indusul e un conductor drept situat axial în cîmp, tensiunea magnetică treaptă $u_m(t) = U_{m0}\gamma(t) = H_0 l \gamma(t)$, este totodată treaptă de cîmp magnetic.

Problemele difuziei cîmpului magnetic tranzitoriu şi difuziei libere se pun la fel ca în cazul problemei cîmpului electric, înlocuind corespunzător în ecuaţiile (3) — (5) şi (10) — (12) E şi E_l cu H şi H_l.

Pentru stabilirea unui cîmp magnetic transversal, se consideră inductorul constituit dintr-un conductor drept parcurs de curent (fig. 13). Cînd constanta de timp interioară a conductorului e mică şi dacă în primă aproximaţie se neglijează reacţia magnetică a indusului, curentul inductoric şi tensiunea magnetomotoare aplicată indusului rezultă de forma treaptă. Problema difuziei cîmpului magnetic tranzitoriu în indus este de tipul (3) — (5). Pentru difuzia liberă, problema se pune astfel :

să se determine în domeniul $\bar{\Sigma}$ soluţia $\boldsymbol{H}_l(P,t)$ a ecuaţiei

$$\Delta \boldsymbol{H}_l(P,\,t) = \mu\sigma \frac{\partial \boldsymbol{H}_l(P,\,t)}{\partial t} \qquad (26)$$

cu condiţia iniţială :

$$\underset{P\in\Sigma}{\boldsymbol{t}\boldsymbol{H}_l}(P,0) = \underset{P\in\Sigma}{\boldsymbol{t}\boldsymbol{H}_0}(P); \quad \underset{Q\in\Sigma}{\boldsymbol{b}\boldsymbol{H}_l}(P,0) = \underset{P\in\Sigma}{\boldsymbol{b}\boldsymbol{H}_0}(P) \qquad (27)$$

şi cu condiţia pe frontieră :

$$\underset{P\in S}{\boldsymbol{t}\boldsymbol{H}_l}(P,t) = 0; \quad \underset{P\in S}{\boldsymbol{b}\boldsymbol{H}_k}(P,t); \quad 0 < t < \infty, \qquad (28)$$

în care $\boldsymbol{H}_0(P)$ este soluţia de regim staţionar, iar $\boldsymbol{t}$ şi $\boldsymbol{b}$ sînt tangenta şi bitangenta (cu normala $\boldsymbol{n}$

constituie sistemul lui Frénet) într-un punct pe suprafaţa indusului.

3. Treapta de curent

3.1. Condiţiile de cîmp ale treptei de curent

Pentru analiza efectului pelicular tranzitoriu la injecţie constantă de curent $I_0\gamma(t)$, se consideră conductorul conectat în serie cu un generator

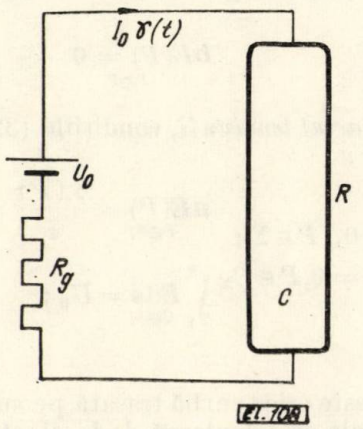


Fig. 14

de curent continuu (fig. 14). Conform ipotezei lui Miller [6], dacă rezistenţa interioară a generatorului R_g e mult mai mare decît rezistenţa conductorului R_0, în circuitul cu sau fără conductor sub tensiunea $U_0\gamma(t)$, curentul rezultă treapta $I_0\gamma(t) = U_0(t)/(R_0 + R_g) = \sim U_0\gamma(t)/R_g$.

În momentul injecţiei, curentul este refulat net la suprafaţa conductorului sub forma unei pînze şi densitatea de curent e infinită. Condiţiile de cîmp sînt următoarele :

$$\underset{P\in S_l \cup C_{\bar{\Sigma}}}{\boldsymbol{E}(P) \neq 0}\,; \quad \underset{P\in S_l}{e_z \boldsymbol{E}(P) \to \infty}\,; \quad \underset{P\in\Sigma}{E(P) = 0}$$

$$\boldsymbol{H}(P) = \begin{cases} 0\,; P \in \Sigma\,; \\ \neq 0\,; P \in S_l \cup_{\Sigma} \end{cases} \tag{29}$$

Tensiunea magnetomotoare pe orice curbă Γ_e trasată în dielectric sau pe suprafaţa conductorului şi care-l închide, este constantă şi egală cu curentul injectat I_0 pe toată durata difuziei :

$$\int_{\Gamma_e} \boldsymbol{H}\mathrm{d}\boldsymbol{s} = I_0. \tag{30}$$

Monoton, curentul difuzează în conductor şi la un moment t după injecţie, condiţiile de cîmp se modifică după cum urmează :

$$\underset{P\in\bar{\Sigma}\cup C_{\bar{\Sigma}}}{\boldsymbol{E}(P) \neq 0}\,; \quad \underset{P\in S_l}{\boldsymbol{eE}(P) \neq \infty}\,; \quad \underset{P\in\bar{\Sigma}\cup C_{\bar{\Sigma}}}{\boldsymbol{H}(P) \neq 0} \tag{31}$$

Admiterea treptei de curent ca mod fundamental de excitaţie implică următoarele consecinţe :

— *valori infinite la impact*, ale cîmpului electric şi densităţii de curent pe suprafaţa conductorului, tensiunii şi puterii instantanee ;

— *incompatibilitate cu legile cîmpului electromagnetic*. În momentul injecţiei de curent, cîmpul magnetic e diferit de zero numai în exteriorul conductorului şi conturul Γ al secţiunii transversale e linie de cîmp magnetic (fig. 15a). O dată cu pătrunderea curentului în conductor intervine şi componenta normală $H_{n\Gamma}$ care creşte monoton la valoarea de regim staţionar (fig. 15b). În acelaşi timp variază amplitudinea componentei tangenţiale $H_{t\Gamma}$ care tinde treptat de la valoarea de impact $H_{t\Gamma}(0)$ la valoarea de regim staţionar $H_{t\Gamma}(\infty)$. În concluzie, pe durata difuziei, componenta $H_{t\Gamma}$ care are acelaşi sens pe curba Γ este variabilă în timp. Intensităţile cîmpurilor electric şi magnetic rezultă peste tot variabile în timp. În schimb ecuaţia (30) impune o valoare constantă în timp a tensiunii magnetomotoare pentru orice curbă care ar închide conductorul. Semnificativ este şi cazul conductoarelor cu secţiune

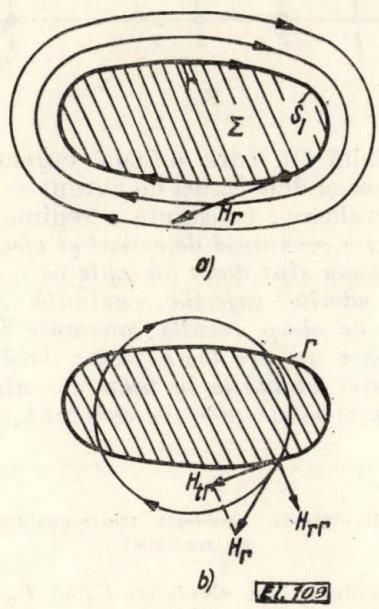


Fig. 15

poligonală (fig. 16). Cîmpul magnetic pe muchiile convexe este infinit la impact, în acord cu repartiţia peliculară a curentului electric şi scade la o valoare finită în regim staţionar.

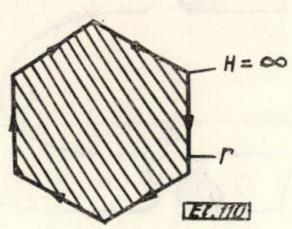


Fig. 16

Condiţia (30) impune însă ca în mijlocul feţelor cîmpul magnetic să crească pe durata difuziei. Variaţiile de semne opuse contrazic însă monotonia difuziei în regimuri frontale. Urmează că injecţia constantă de curent nu

este compatibilă cu legile cîmpului electromagnetic.

— *stări electrocinetice nerealizabile în schemele PSL.* Efectului pelicular tranzitoriu la injecţie treaptă $I_0\gamma(t)$ ar urma să-i corespundă în schema paralel un regim electrocinetic în care curentul continuu I_0 se divide în curenţii variabili în timp $i_k(t)$ prin elementele k ale schemei P. Stări similare ar urma să fie posibile şi în schemele S şi L. Astfel de regimuri sînt însă nerealizabile (anexa 4). În cazul cînd constanta de timp interioară a conductorului e mică, în schema P, curenţii $i_k(t)$ tind către curenţii treaptă $I_{k0}\gamma(t)$ şi schema paralel va conţine numai rezistenţele $R_k(p)$ (fig. 17). Treapta de curent este deci un

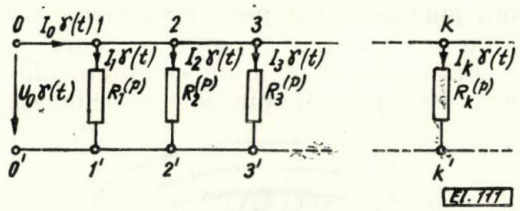


Fig. 17

regim limită în care difuzia curentului este instantanee şi densitatea de curent se stabileşte brusc la valoarea constantă a regimului staţionar. *Injecţia constantă de curent şi efectul pelicular tranzitoriu sînt două concepte care se exclud: dacă se admite injecţia constantă de curent, mărimile de cîmp rezultă constante în timp şi prin urmare nu are loc difuzie; dacă mărimile de cîmp sînt variabile în timp curentul în conductor nu se poate menţine constant.*

ANEXA 1

Condiţiile de cîmp în problema tridimensională (treapta de tensiune)

Se consideră doi electrozi C_1 şi C_2 de formă oarecare, perfect conductori, între care se menţine o tensiune constantă U_0, şi un conductor C prevăzut cu două suprafeţe de contact S_c de aceeaşi formă cu a electrozilor (fig. 18). La

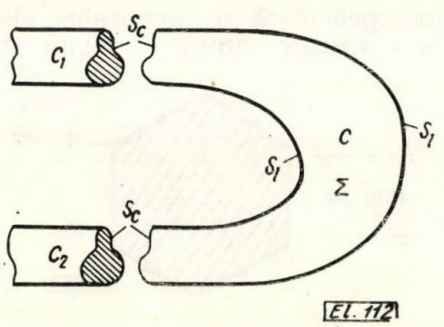


Fig. 18

punerea sub tensiune treaptă a conductorului C, condiţiile de cîmp se studiază la fel ca în problema planparalelă.

a. Regimul electrostatic, se stabileşte dacă conductorul e izolat de electrozi; condiţiile de cîmp sînt următoarele:

$$\underset{P\in S}{\boldsymbol{nE}(P)} = \frac{\rho_s(P)}{\varepsilon};$$

$$\boldsymbol{E}(P) = \begin{cases} 0, P \in \Sigma; \\ \neq 0, P \in C_{\bar{\Sigma}} \end{cases} \quad \underset{P\in S}{\boldsymbol{tE}(P)=0}; \quad \underset{P\in\bar{\Sigma}UC_{\bar{\Sigma}}}{\boldsymbol{H}(P)=0}. \tag{32}$$

$$\underset{P\in P}{\boldsymbol{bE}(P)} = 0$$

b. La impactul tensiunii, condiţiile (32) se modifică astfel:

$$\boldsymbol{E}(P) = \begin{cases} 0, \ P \in \Sigma; \\ \neq 0, P \in C_{\bar{\Sigma}} \end{cases} \quad \underset{P\in S_l}{\boldsymbol{nE}(P)} = \frac{\rho_s(P)}{\varepsilon} \neq 0; \quad \int_1^2 \underset{C\in S_l}{\boldsymbol{E}d\boldsymbol{s}} = U_0; \quad \underset{P\in\bar{\Sigma}UC_{\bar{\Sigma}}}{\boldsymbol{H}(P)} = 0, \tag{33}$$

în care C este orice curbă trasată pe suprafaţa S_l, iar integrala se calculează de la electrodul C_1 la electrodul C_2.

Problema difuziei tranzitorii a cîmpului electric se pune astfel: să se determine în domeniul $\bar{\Sigma}$ soluţia $\boldsymbol{E}(P, t)$ a ecuaţiei

$$\Delta\boldsymbol{E}(P,t) = \mu\sigma\frac{\partial\boldsymbol{E}(P,t)}{\partial t} \tag{34}$$

cu condiţia iniţială

$$\underset{P\in\Sigma}{\boldsymbol{E}(P,0)} = 0, \tag{35}$$

şi cu condiţia pe frontieră

$$\int_{1,C}^{2} \boldsymbol{E}d\boldsymbol{s} = U_0. \tag{36}$$

e. În regimul de difuzie superficială şi normală, cîmpul magnetic e tangenţial la suprafaţa conductorului. Intensităţile cîmpurilor în punctele situate pe normala interioară pînă în centrul de curbură apropiat de S_l, au aceleaşi expresii ca în problema difuziei în elipsoidul de curbură.

d. În regim tranzitoriu, cîmpul electromagnetic a difuzat în întreg conductorul şi pe suprafaţa acestuia se formează şi o componentă normală a cîmpului magnetic.

e. În regim permanent, intensităţile cîmpurilor satisfac ecuaţia lui Laplace $\Delta\boldsymbol{E}(P) = 0$ şi $\Delta\boldsymbol{H}(P) = 0$. Condiţiile de cîmp sînt următoarele:

$$\underset{P\in\bar{\Sigma}UC_{\bar{\Sigma}}}{\boldsymbol{E}(P)} \neq 0; \quad \underset{P\in S_l}{\boldsymbol{nE}(P)} = \frac{\rho_s(P)}{\varepsilon}; \quad \underset{P\in\bar{\Sigma}UC_{\bar{\Sigma}}}{\boldsymbol{H}(P)} \neq 0 \tag{37}$$

$$\int_1^2 \underset{C\in\bar{\Sigma}UC_{\bar{\Sigma}}}{\boldsymbol{E}d\boldsymbol{s}} = U_0$$

f. În regim liber, stabilit fie prin deconectarea conductorului, fie prin scurtcircuitare, componentele tangenţiale ale cîmpului electric aplicat sînt nule pe suprafaţa S_l:

$$\underset{P\in S_l}{\boldsymbol{tE}_l(P)} = 0\,; \qquad \underset{P\in S_l}{\boldsymbol{bE}_l(P)} = 0. \tag{38}$$

Problema difuziei libere se pune astfel: să se determine în domeniul $\bar{\Sigma}$ soluţia $E_l(P, t)$ a ecuaţiei

$$\Delta \boldsymbol{E}_l(P, t) = \mu\sigma \frac{\partial \boldsymbol{E}_l(P,t)}{\partial t} \tag{39}$$

cu condiţia iniţială

$$\underset{P\in\Sigma}{\boldsymbol{E}_l(P,t)} = \boldsymbol{E}_0(P)\,; \qquad \int_1^2 \underset{C\in\Sigma}{\boldsymbol{E}_0 d\boldsymbol{s}} = U_0 \tag{40}$$

şi cu condiţia pe frontieră

$$\underset{P\in S_l}{\boldsymbol{tE}_l(P,t)} = 0\,; \quad \underset{P\in S_l}{\boldsymbol{bE}_l(P,t)} = 0\,; \quad 0 < t < \infty \tag{41}$$

în care s-a notat cu $\boldsymbol{E}_0(P)$ soluţia de regim permanent.

ANEXA 2

Schemele echivalente PSL ale unui conductor drept

Se consideră un conductor drept de conductivitate σ şi permeabilitate μ constante, avînd lungimea l şi o formă oarecare a secţiunii sale transversale de arie A_0. Se alege un sistem de coordonate carteziene (x, y, z) cu axa oz paralelă cu conductorul. La curent de aducţie $i(t)$, cîmpul electric în conductor e orientat axial şi cîmpul magnetic e situat în plane transversale, ambele fiind independente de coordonata z. Separînd, în ecuaţia difuziei densităţii de curent $J(x, y, t)$

$$\Delta J = \mu\sigma \frac{\partial J}{\sigma t} \tag{42}$$

variabilele spaţiale x, y de variabila temporală t, se obţin ecuaţiile:

$$\Delta s(x, y) = \lambda^2 s(x,y)\,; \tag{43}$$

$$\frac{d\tau(t)}{dt} = -\frac{\lambda^2}{\mu\sigma}\tau(t), \tag{44}$$

în care λ este constanta de separare şi s-a notat:

$$J(x, y, t) = s(x, y)\tau(t).$$

Soluţia generală a ecuaţiei (42) are forma:

$$J(x,y,t) = J_0 \sum_{k=1}^{\infty} s_k(x,y)\ \tau_k(t), \tag{45}$$

în care

J_0 este densitatea de curent în regim staţionar;

$s_k(x,y)$ — funcţiunea proprie spaţială adimensională, soluţie a ecuaţiei (43);

$\tau_k(t)$ — funcţiunea proprie temporală adimensională, soluţie a ecuaţiei (44), corespunzînd valorii proprii λ_k a constantei de separare. Se demonstrează [28], [29] că pentru domenii finite, valorile proprii λ_k sînt reale şi alcătuiesc un şir discret, iar pentru domenii infinite, valorile proprii sînt continue şi în (45) suma se înlocuieşte cu integrale în raport cu λ.

Puterea instantanee $p(t)$ dezvoltată în conductor prin efect Joule, are expresia:

$$p(t) = \frac{l}{\sigma}\int_{S_\Gamma} J^2\, dx\, dy =$$

$$= \frac{l\,J_0^2}{\sigma}\sum_{k,l=1}^{\infty} \tau_l(t)\,\tau_k(t)\int_{S_\Gamma} s_l(x,y)\, s_k(x,y)\, dx\, dy\,.$$

Notînd cu $S_k(x,y)$ funcţiunile proprii adimensionale ortonormate, corespunzînd funcţiunilor $s_k(x, y)$

$$S_k(x, y) = \frac{s_k(x, y)}{\sqrt{A_0}}, \tag{46}$$

puterea $p(t)$ se scrie astfel:

$$p(t) = R_0\, I_0^2 \sum_{k=0}^{\infty} \tau_k^2(t) \int S_k^2(x, y)\, dx\, dy,$$

în care R_0 este rezistenţa conductorului în curent continuu şi I_0 — intensitatea curentului continuu corespunzînd lui J_0,

$$R_0 = \frac{l}{\sigma A_0}. \tag{47}$$

Integrînd densitatea de curent $J(x,y,t)$, (45) pe secţiunea transversală S_Γ a conductorului, se obţine curentul $i(t)$:

$$i(t) = \int_{S_\Gamma} J\, dx\, dy = I_0 \sum_{k=1}^{\infty} \alpha_k \tau_k(t) \tag{48}$$

constanta α_k fiind media lui $S_k(x,y)$ pe secţiunea conductorului

$$\alpha_k = \frac{1}{A_0}\int_{S_\Gamma} S_k(x, y)\, dx\, dy. \tag{49}$$

După modul de variaţie în timp, produsele $S_k(x, y)\ \tau_k(t)$ şi $\alpha_k\tau_k(t)$ pot fi pozitive sau negative. Este preferabil ca semnul să fie dat de funcţiunile de timp $\tau_k(t)$; cu notaţia:

$$\tau_k(t) = \alpha_k T_k(t) \tag{50}$$

expresiile lui J, (45) şi i, (48) se transformă cum urmează:

$$J(x, y, t) = J_0 \sum_{f=1}^{\infty} \alpha_i S_k(x, y)\ T_k(t): \tag{51}$$

$$i(t) = I_0 \sum_{k=1}^{\infty} \alpha_k^2\, T_k(t). \tag{52}$$

În acest fel semnul termenilor $\alpha_k^2 T_k(t)$ este dat numai de $T_k(t)$.

Se consideră conductorul parcurs de curent continuu I_0 şi la momentul $t=0$ se deconectează de la sursă. În intervalul de relaxaţie $0<t<\infty$, valorile iniţiale şi finale ale densităţii $J(x,y,t)$ şi curentului $i(t)$ sînt în regim liber următoarele:

$$J_l(x,y,o) = J_0\ ; \quad J_l(x,y,\infty) = 0 \tag{53}$$

$$i_l(0) = I_0\ ; \quad i_l(\infty) = 0. \tag{54}$$

Funcţiunile $T_k(t)$, soluţii ale ecuaţiei (44, satisfăcînd condiţiile (53) şi (54) au expresiile:

$$T_k(t) = e^{-\lambda_k^2 t/\mu\sigma} \tag{55}$$

Înlocuind valoarea lui $T_k(t)$ din (55) în (51) şi (52), se obţin densitatea $J_l(x,y,t)$ şi curentul $i_l(t)$ în regim liber:

$$J_l(x,y,t) = J_0 \sum_{k=1}^{\infty} \alpha_k S_k(x,y)\, e^{-\lambda_k^2 t/\mu\tau}\ ; \tag{56}$$

$$i_l(t) = I_0 \sum_{k=1}^{\infty} \alpha_k^2\, e^{-\lambda_k^2 t/\mu\sigma}. \tag{57}$$

Din formulele (56) şi (57), ţinînd cont de condiţiile iniţiale (53) şi (54), urmează că funcţiunile proprii spaţiale $S_k(x,y)$ şi constantele α_k satisfac relaţiile:

$$\sum_{k=1}^{\infty} \alpha_k S_k(x,y) = 1\ ; \quad \sum_{k=1}^{\infty} \alpha_k^2 = 1. \tag{58}$$

Calculînd tensiunea magnetomotoare pe conturul Γ al secţiunii transversale a conductorului şi identificînd-o cu curentul liber $i_l(t)$ (57), se obţine următoarea relaţie între λ_k şi α_k:

$$\lambda_k^2 \alpha_k = \oint_\Gamma \left(\frac{\partial S_k}{\partial y}\, dx - \frac{\partial S_k}{\partial x}\, dy \right). \tag{59}$$

Răspunsul liber al conductorului $y_l(t)$ definit de raportul $i/R_0 I_0$, se calculează din relaţia (57) cum urmează:

$$y_l(t) = \frac{1}{R_0} \sum_{k=1}^{\infty} \alpha_k^2 e^{-\lambda_k^2 t/\mu\sigma}. \tag{60}$$

Intensitatea tranzitorie a curentului $i(t)$ se obţine însumînd componenta de regim permanent I_0 şi componenta de regim liber $i_l(t)$ cu semn schimbat

$$i(t) = I_0 - i_l(t) = I_0 \left[1 - \sum_{k=1}^{\infty} \alpha_k^2 e^{-\lambda_k^2 t/\mu\sigma} \right] =$$

$$= I_0 \sum_{k=1}^{\infty} \alpha_k^2 (1 - e^{-\lambda_k^2 t/\mu\sigma}), \tag{61}$$

în care s-a ţinut cont de a doua relaţie (58).

Analog pentru densitatea tranzitorie de curent $J(x,y,t)$ se obţine expresia:

$$J(x,y,t) = J_0 - J_0 \sum_{k=1}^{\infty} \alpha_k S_k(x,y)\, e^{-\lambda_k^2 t/\mu\sigma} =$$

$$= J_0 \sum_{k=1}^{\infty} \alpha_k S_k(x,y)\,(1 - e^{-\lambda_k^2 t/\mu\sigma}), \tag{62}$$

în care s-a ţinut cont de prima relaţie (58).

Răspunsul tranzitoriu sau admitanţa tranzitorie a conductorului $y(t)$ definit de raportul $i/R_0 I_0$ rezultă din (61):

$$y(t) = \frac{1}{R_0} \sum_{k=1}^{\infty} \alpha_k^2 (1 - e^{-\lambda_k^2 t/\mu\sigma}). \tag{63}$$

a. Schema paralel P.

Cu notaţia

$$i_{lk} = I_0\, e^{-\lambda_k^2 t/\mu\sigma} \tag{64}$$

ecuaţia (57) pusă sub forma

$$i_l = \sum_{k=1}^{\infty} i_{lk} \tag{65}$$

reprezintă teorema I a lui Kirchhoff aplicată la unul din cele două noduri ale unei reţele avînd o infinitate de elemente inductive conectate în paralel, cu rezistenţele $R_k^{(p)}$ şi inductanţele $L_k^{(p)}$ (fig. 11a)

$$R_k^{(p)} = \frac{R_0}{\alpha_k^2}\ ; \quad L_k^{(p)} = \frac{R_0 \mu\sigma}{\lambda_k^2 \alpha_k^2}. \tag{66}$$

Deoarece $R_k^{(p)}$ şi $L_k^{(p)}$ sînt pozitive şi nenule, reţeaua e fizic realizabilă.

Admitanţa operaţională echivalentă $Y(p)$ a schemei paralel, calculată cu valorile (66)

$$Y(p) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{R_k^{(p)} + p L_k^{(p)}} = \frac{1}{R_0} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\alpha_k^2}{p + \frac{\lambda_k^2}{\mu\sigma}}, \tag{67}$$

îndeplineşte condiţia standard de a fi imagine Laplace, deoarece $\lim_{p\to\infty} Y(p) = 0$.

b. Schema serie S. Notînd cu ξ constanta adimensională a lui Dwight [30]

$$\xi \sqrt{\mu\sigma p R_0} \tag{68}$$

şi cu ξ_k constantele

$$\xi_k = \lambda_k \sqrt{R_0} \tag{69}$$

admitanţa operaţională $Y(p)$, (67) se scrie astfel

$$Y(\xi) = \sum_{k-1}^{\infty} \frac{\lambda_k^2 \alpha_k^2}{\xi^2 + \xi_k^2}. \tag{70}$$

Funcţiunea $Y(\xi)$ este egală cu raportul a două funcţiuni de ξ^2

$$Y(\xi) = \frac{(P\xi^2)}{Q(\xi^2)} = \frac{P(\xi^2)}{\prod_{k=1}^{\infty} (\xi + \xi_k^2)} \tag{71}$$

avînd poli simpli $\pm \xi$ dispuşi alternat pe axa imaginară. În conformitate cu teorema reactanţei lui Foster [31], funcţiunea impedanţă $Z(\xi)$ egală cu raportul funcţiunilor $Q(\xi^2)$ şi $P(\xi^2)$

$$Z(\xi) = \frac{Q(\xi^2)}{P(\xi^2)} = \frac{\prod_{k=1}^{\infty}(\xi^2+\xi_k^2)}{\prod_{k=1}^{\infty}(\xi^2+\xi_k'^2)} \tag{72}$$

are poli simpli $\pm \xi_k'$ dispuşi pe axa imaginară, alternat cu zerourile ξ_k. În consecinţă $Z(\xi)$ admite următoarea dezvoltare în fracţii simple:

$$Z(\xi) = R_0^{(s)} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{a_k \xi^2}{\xi^2 + \xi_k'^2} \tag{73}$$

sau, revenind la variabila p:

$$Z(p) = R_0^{(s)} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{a_k p}{p + \dfrac{\xi_k'^2}{\mu\sigma R_0}}, \tag{74}$$

în care constantele a_k sînt pozitive. Funcţiunea $Z(p)$ pusă sub forma:

$$Z(p) = R_0^{(s)} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{\dfrac{1}{R_k^{(s)}} + \dfrac{1}{pL_k^{(s)}}} \tag{75}$$

în care

$$R_k^{(s)} = a_k; \qquad L_k^{(s)} = \frac{\mu\sigma R_0 a_k}{\xi_k'^2} \tag{76}$$

reprezintă impedanţa operaţională echivalentă a reţelei conţinînd în serie cu rezistenţa $R_0^{(s)}$, o infinitate de structuri, fiecare avînd rezistenţa $R_k^{(s)}$ în paralel cu inductanţa $L_k^{(s)}$ (fig. 11 b).

Schema lanţ L. În conformitate cu teorema lui Stieltjes-Cauer [31], orice funcţiune de reactanţă $Z(p)$ admite o dezvoltare în fracţie continuă de forma

$$Z(p) = R_0^{(l)} + \frac{1}{|(pL_1^{(l)})^{-1}} + \frac{1}{|R_1^{(l)}} + \frac{1}{|(pL_2^{(l)})^{-1}} + \frac{1}{|R_2^{(l)}} + \cdots + \frac{1}{|(pL_k^{(l)})^{-1}} + \frac{1}{|R_k^{(l)}} + \cdots \tag{77}$$

în care mărimile $R_0^{(l)}$, $R_k^{(l)}$ şi $L_k^{(l)}$ sînt pozitive şi nenule. Funcţiunea $Z(p)$, (77) reprezintă impedanţa operaţională echivalentă a reţelei lanţ, avînd longitudinal rezistenţele $R_k^{(l)}$ şi transversal inductanţele $L_k^{(l)}$ (fig. 11 c).

În regim electrocinetic staţionar, schema P conţine numai rezistenţele $R_k^{(p)}$, iar în schemele S şi L, inductanţele $L_k^{(s)}$ şi $L_k^{(l)}$ scurtcircuitează rezistenţele $R_k^{(s)}$ şi $R_k^{(l)}$, rămînînd numai rezistenţele $R_0^{(s)}$ şi $R_0^{(l)}$. Deoarece în curent continuu, conductorul e caracterizat de rezistenţa R_0, rezultă următoarea relaţie între rezistenţele schemelor PSL

$$\left[\sum_{k=1}^{\infty} R_k^{(p)-1}\right]^{-1} = R_0^{(s)} = R_0^{(l)} = R_0 \tag{78}$$

ANEXA 3. **Cu formula [27]:**

$$\int_0^x x^{n+1} J_n(x)dx = x^{n+1} J_{n-1}(x)$$

şi ţinînd cont de ortogonalitatea funcţiunilor $J_0(\beta_k r/a)$, căldura Q dezvoltată în cilindrul circular, în regim liber (20), se calculează cum urmează

$$Q = 2\pi\sigma l \int_0^{\infty} dt \int_0^a E_l^2 r dr = 8\pi\sigma l E_0^2 \sum_{k=1}^{\infty} \int_0^{\infty} e^{-2\beta_k^2 t/T_0} dt \times$$

$$\times \int_0^a \frac{J_0^2(\beta_k r/a)}{\beta_k^2 J_1^2(\beta_k)} r dr + 8\pi\sigma l E_0^2 \sum_{l,k=1}^{\infty} \int_0^{\infty} e^{-(\beta_l^2+\beta_k^2)t/T_0} dt \times$$

$$\times \int_0^a \frac{J_0(\beta_l r/a) J_0(\beta_k r/a)}{\beta_l \beta_k J_s(\beta_l) J_1(\beta_k)} r dr = -\frac{l E_0^2 T_0}{16} \tag{79}$$

ANEXA 4.

Schemele PSL la injecţie constantă de curent

În schema paralel P_n, în care se reţin primele n elemente, sistemul de ecuaţii Kirchhoff conţine $n-1$ ecuaţii diferenţiale ordinare cu n necunoscute $i_k (k = 1, 2, \ldots n)$,

$$R_1^{(p)} i_1 + L_1^{(p)} \frac{di_1}{dt} R_2^{(p)} i_2 + L_2^{(p)} \frac{di_2}{dt} = \cdots = R_k^{(p)} i_k +$$

$$+ L_k^{(p)} \frac{di_k}{dt} = \cdots = R_n^{(p)} i_n + L_n^{(p)} \frac{di_n}{dt}. \tag{80}$$

Deoarece condiţia de curent constant $\sum_{k-1}^{n} i_k = I_0$ constituie o relaţie de dependenţă liniară între curenţii i_k, urmează că ordinul sistemului este $n-1$ şi prin urmare *soluţia conţine $n-1$ constante de integrare.*

În schema serie, S_n în care se reţin pe lîngă $R_0^{(s)}$ şi $n-1$ structuri paralel $R_0^{(s)}$, $L_k^{(s)} (k = 1, 2, \ldots n-1)$, sistemul de ecuaţii are $n-1$ ecuaţii diferenţiale ordinare, de forma:

$$R_k^{(s)} i_k = L_k^{(s)} \frac{di_k'}{dt} \tag{81}$$

în care i_k şi i_k' sînt curenţii prin $R_k^{(s)}$ şi $L_k^{(s)}$. Din condiţia de curent constant $i_k + i_k' = I_0$, rezultă:

$$\frac{di_k}{dt} = -\frac{di_k'}{dt} \tag{82}$$

Eliminînd i_k' între (81) şi (82) se obţine sistemul de $n-1$ ecuaţii:

$$R_k^{(s)} i_k + L_k^{(s)} \frac{di_k}{dt} = 0; \quad k = 1, 2, \ldots, n-1. \tag{83}$$

ale cărui soluţii conţin de asemenea $n-1$ constante de integrare.

În schema lanţ L_n cu n elemente longitudinale şi n elemente transversale, sistemul de ecuaţii conţine $2(n-1)$ ecuaţii pentru $n-1$ curenţi longitudinali i_k şi $n-1$ curenţi transversal i'_k. Eliminînd curenţii longitudinali sau transversali, se ajunge tot la un sistem de $n-1$ ecuaţii a cărui soluţionare introduce $n-1$ constante de integrare.

În toate cazurile examinate, constantele de integrare nu pot fi determinate decît impunînd condiţii iniţiale suplimentare faţă de condiţia de curent constant. Dacă se admite că în momentul impactului rezistenţele sînt scurtcircuitate şi curenţii se divid în raport cu inductanţele, această condiţie ar permite determinarea constantelor de integrare în schemele paralel şi lanţ dar nu şi în schema serie.

Bibliografie

[1] *Heaviside, O.* Electromagnetic Theory. Londra, Academic Press, 1899.

[2] *Carson, J. R.* Elektrische Ausgleichsvorgänge und Operatorenrechnung. Deutsche Bearbeitung von F. Ollendorf und K. Pohlhausen, Springer, Berlin, 1929.

[3] *Wagner, K. W.* Elektromagnetische Ausgleichsvorgänge in Freileitungen und Kabeln, J. A. Barth Verlang, Leipzig, 1908.

[4] *Wagner. K. W.* Einführung in die Lehre von den Schwingungen und Wellen, Dietrich'sche Verlagsbuchhandlung, Wiesbaden, 1947.

[5] *Pleijel, H.* Vandringsvagor och deras formförändringer under fortplantigen utefter ledningar. În : Tekn. Tidsk (E), **48**, 1918, p. 129.

[6] *Miller, K. W.* Diffusion of Electric Current into Rods, Tubes and Flat Surfaces. În : Trans. AIEE, **66**, 1947, p. 1496—1502.

[7] *Tuohy, E. J., Fullerton, H. şi Lee, Th. H.* Transient Resistance of Conductors. În : Trans. IEEE (PAS), **87**, 1968, p. 455—462.

[8] *Răduleţ, R., Timotin, Al. şi Ţugulea, A.* Introduction des paramètres transitoires dans l'étude des circuits électriques linéaires ayant des élements nonfiliformes et avec pertes supplémentaires. În : Rev. roum. sci. techn.-électrotechn. et énerg., 11, 1966, p. 565—639.

[9] *Avramescu, A.* Efectul pelicular tranzitoriu. În : Bul. şt. al Acad. RPR, secţ. 3, vol. 1, 1952, p. 225—239.i

[10] *Mocanu, C. I.* Schemele echivalente cu parametri constanţi ale conductorului cilindric circular masiv, la curent de aducţie în regim cu efect pelicular. În : Electrotehnica, **19**, nr. 2, 1971, p. 37—47.

[11] *Mocanu, C. I.* Equivalent schemes of the circular conductor at transient state with skin effect. În : Rev. roum. sci. techn. — électrotechn. et énerg., 16, 1971, p. 235—254.

[12] *Mocanu, C. I.* The equivalent schemes of the circular cylinder the thick and the thin tubes at transient skin effect. În : Rev. roum. sci. techn. — électrotechn. et énerg., sub tipar 1971

[13] *Mocanu, C. I.* The PSC schemes of cylindrical conductors at transient skin effect. IEEE Summer Meeting and International Symposium on High Power Testing, Portland Oregon, USA, July 18—23, 1971. În : Trans. IEEE (PAS), 1971. (sub tipar)

[14] *Mocanu, C. I.* Die Ersatzschaltung mit konstanten Parametern des kreisförmigen, zylindrischen Leiters, unter Berücksichtigung des Ubergangsskineffektes bei zugeführtem Strom. În : ETZ-A, sub tipar 1971.

[15] *Mocanu, C. I.* Die Stromverdrängung in einer Maschinennut von rechteckigem Querschnitt im nichtstationärem Zustand. În : Rev. roum. sci. techn. — électrotechn. et énerg., sub tipar 1971.

[16] *Mocanu, C. I.* Nichtstationäre Stromverdrängung in einer Maschinennut von rechteckigem Querschnitt. În : Archiv für Elektrotechnik, sub tipar 1972.

[17] *Mocanu, C. I.* Efectul de proximitate tranzitoriu între două plăci dreptunghiulare paralele. În : Studii şi cerc. energ. electr., sub tipar 1972.

[18] *Mocanu, C. I.* Equivalent schemes of coils with transient eddy current losses. În : Rev. roum. sci. techn. — électrotechn. et énerg., sub tipar 1971.

[19] *Lago, V. şi Eatok, R.* Coaxial shunt. În : Proc. IEE., **114**, 1967, p. 1317—1324.

[20] *Schwab, A.* Die Berechnung der Bandbreite und der Anstiegszeit, rohrförmiger koaxialer Messwiderstände unter Berücksichtigung der Stromverdrängung. În : ETZ-A, **89**, 1968, p. 604—606.

[21] *Schwab, A.* Hochspannungstechnik, Springer, Berlin, 1969.

[22] *Mocanu, C. I.* Die Stromverdrängung in der rohrförmigen koaxialen Messwiderstaden. În : Rev. roum. sci. techn — électrotechn et énerg. (sub tipar) 1971

[24] *Friedman, A.* Partial differential equations of parabolic type. Prentice-Hall Inc. Englewood Cliffs, N. J., 1964.

[24] *Courant, R. şi Hilbert, D.* Methods of Mathematical Physics, vol. **2** : Partial Differential Equations, Interscience Publishers, 1962.

[25] *Mocanu, C. I.* Contribuţii la studiul fenomenelor de difuzie normală. În : Studii şi cerc. energ. electr., **20**, 1971, p. 139—157.

[26] *Mocanu, C. I.* Regimurile tranzitorii peliculare ale cîmpului electromagnetic în conductoare. În : Studii şi cerc. energ. electr. **20**, 1970, p. 385—413.

[27] *Watson, G.* Theory of Bessel functions. Cambridge 1948.

[28] *Titschmarsh, E.* Eigenfunction expansions associated with secondorder differential equations. Oxford Univ. Press, 1958.

[29] *Gould, S.* Variational Methods for Eigenvalue Problems. Univ. of Toronto Press, Toronto, 1957.

[30] *Dwight, H. B.* Electrical Coils and Conductors. McGraw-Hill, New York, 1945.

[31] *Cauer, W.* Synthesis of linear communication network, McGraw-Hill, New York, 1958.

Intrat în redacţie la 29.IX. 1971

DISCUŢII

Modelul fizic, ipotezele de calcul şi instrumentele de măsurare

GHEORGHE HORTOPAN şi VIORICA HORTOPAN * — Bucureşti

CZ 621.3.014-1:621.3-082.74:538.542

Modelul fizic al unui obiect din natură, sau fabricat de om, se obţine prin executarea de măsurători, care permit ca acest obiect să fie descris matematic sau să fie încadrat într-o teorie fizică. Această noţiune se poate extinde în macrofizică asupra unor instalaţii complexe şi în microfizică asupra structurii materiei. Astfel, în electrotehnică, se folosesc în special forme geometrice simple (cilindri, sfere, plăci, bare) pentru reprezentarea diverselor elemente de aparate sau maşini electrice şi scheme echivalente pentru circuite de mare complexitate.

Pentru a face posibil calculul matematic, cu mijloacele disponibile la un moment dat, se acceptă ipoteze care tind să asimileze situaţia reală, uneori extrem de complexă, cu una ideală mult mai simplă. Totuşi aceste ipoteze trebuie să fie conforme legilor fundamentale ale domeniului în care se aplică. De exemplu în electrotehnică se calculează răspunsurile unor structuri de circuite la excitaţii de tipul sinusoidal, treaptă unitară, impuls unitar ş.a. fără ca, în mod absolut, să se poată obţine şi măsura aceste excitaţii. Din această cauză ipotezele de calcul trebuie verificate experimental în scopul observării diferenţelor care apar între teorie şi experiment. În orice caz ipotezele de calcul ale diferitelor regimuri de funcţionare trebuie să respecte legile teoriei macroscopice ale cîmpului electromagnetic.

Instrumentele de măsură folosite au o precizie care este limitată de tipul aparatului şi stadiul de dezvoltare al tehnicii. De exemplu astăzi se poate fotografia o moleculă de hexametilbenzen mărită de 175.000.000 ori observîndu-se cei şase atomi de carbon [1]. În tehnica măsurătorilor electrice oscilografele pot înregistra fenomene care au loc în intervale de timp de ordinul nanosecundelor. Totuşi cu un oscilograf nu se poate măsura excitaţia treaptă teoretică deoarece timpul propriu de creştere (rise-time), care este dat de relaţia $T_c = 0{,}35\ /f$, unde f este frecvenţa [2], este cuprins între 5 şi 2,3 ns la cele mai bune oscilografe, cu banda de frecvenţă de 70 respectiv 150 MHz.

În consecinţă interpretarea corectă a rezultatelor impune o corelaţie strînsă şi o cunoaştere completă a modelului fizic, a ipotezelor de calcul şi limitelor aparatelor de măsură.

În articolul [3], publicat în această revistă, C. Mocanu se ocupă de ipotezele de calcul ale regimurilor tranzitorii discutînd oportunitatea folosirii excitaţiilor treaptă de tensiune sau treaptă de curent pentru studiul fenomenului tranzitoriu în conductoare în care se manifestă efectul pelicular. Se prezintă ca aplicaţie directă cazul conductorului cilindric plin, respectiv şunturile coaxiale, care sînt anunţate de către autor că vor fi tratate într-un alt articol [4]. În concluziile articolului [3] se arată că nu poate fi folosită decît excitaţia treaptă de tensiune, deoarece excitaţia treaptă de curent conduce la rezultate absurde: valori infinite ale densităţii curentului electric pe suprafaţa conductorului, incompatibilitate cu legea circuitului magnetic; mărimi de cîmp variabile în timp la curent constant.

Ne vom permite să analizăm pe rînd afirmaţiile autorului articolului [3] deoarece credem că problema atacată este deosebit de interesantă şi sînt utile comparările de opinii.

1. *Modelul fizic* folosit de autor pentru aplicarea excitaţiei treaptă de tensiune şi care constă dintr-un conductor de secţiune oarecare aşezat normal pe doi electrozi, care prin deplasare bruscă şi contact instantaneu aplică tensiunea conductorului, nu poate rămîne decît în stadiu de experienţă abstractă, nefiind realizabil experimental. Într-adevăr înainte de impactul tensiunii asupra conductorului a cărui suprafaţă este echipotenţială, cîmpul electric din dielectric tinde către infinit cînd $d \to 0$. În realitate această situaţie este imposibilă, deoarece apar străpungeri care echivalează cu stabilirea contactului prin intermediul unui arc electric. Pentru a obţine o treaptă de tensiune se observă că este necesar să se accepte o abatere de la forma ideală folosită ca ipoteză de calcul, deoarece aplicarea treptei se realizează prin intermediul unui eclator ca în figura 1, a cărui durată de străpungere este de ordinul 2—8 ns. [5].

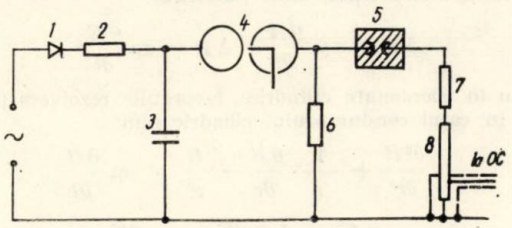


Fig. 1. Producerea treptei de tensiune la încercarea unui divizor de tensiune [5]: *1* — ventil redresor; *2* — rezistenţa de limitare; *3* — condensator; *4* — eclator cu triger; *5* — eclator de tăiere; *6* — rezistenţă de valoare mare; *7* — rezistenţă de amortizare; *8* — divizor de tensiune

De asemenea în experienţa expusă în articolul [3], în care autorul arată că mărimea de intrare este tensiunea treaptă, nu se indică în ce fel s-ar putea constata experimental, în modelul fizic produs, variaţia mărimii de ieşire.

În cazul adoptării excitaţiei treaptă de curent, modelul fizic constă din conductorul conectat într-o instalaţie ca în figura 2, perfect realizabilă experimental [6].

2. *Ipotezele de calcul* făcute în cazul excitaţiei treaptă de tensiune sau treaptă de curent sînt evident idealizate, deoarece nici o instalaţie de încercare nu produce o excitaţie treaptă din cauza reacţiei circuitului şi a sistemelor de amortizare a descărcării. Dacă timpul de creştere al mărimii măsurate este suficient de mic ($2 \div 3$ ns) faţă de timpul de existenţă al excitaţiei (~400 ns) se acceptă că excitaţia este treaptă. Din acest punct de vedere cele două ipoteze, treaptă de tensiune şi treaptă de curent, sînt echivalente. Afirmaţia făcută în articolul [3] că rezultatul obţinut din calcul prin utilizarea excitaţiei treaptă de curent şi anume că densitatea de curent nu poate fi în realitate infinită la suprafaţa conductorului, nu are în vedere că rezultatul priveşte situaţia idealizată. În realitate din cauza pantei frontului undei de curent, densitatea la periferie va fi foarte mare, dar nu infinită. Această situaţie se întîlneşte de multe ori în electrotehnică, de exemplu în cazul simplu al curen-

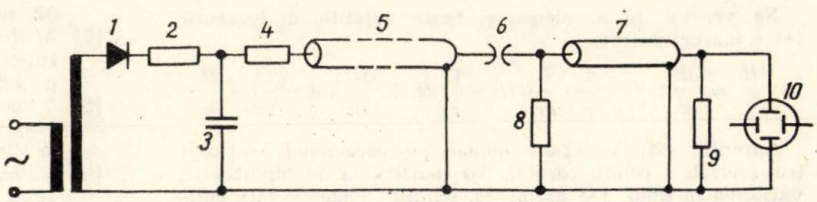


Fig. 2. Producerea treptei de curent la încercarea unui şunt coaxial [6]: *1* — ventil redresor; *2* — rezistenţă de limitare; *3* — condensator; *4* — rezistenţă; *5* — cablu coaxial; *6* — eclator; *7* — cablu coaxial de măsură; *8* — şuntul care se încearcă; *9* — impedanţă de adaptare; *10* — oscilograf catodic

tului infinit debitat de o sursă de curent continuu într-un circuit idealizat fără rezistenţă.

Cea mai importantă critică adusă de C. Mocanu utilizării ipotezei excitaţiei treaptă de curent, este faptul că

* Prof. dr. ing. *Gh. Hortopan* este şeful catedrei de măsuri şi aparate electrice iar dr. ing. *V. Hortopan* este conferenţiar la catedra de Electrotehnică din Institutul politehnic Bucureşti

nu se respectă legea circuitului magnetic: $\oint_\Gamma \boldsymbol{H}\,\mathbf{ds} = i$. (1)

Ori atît în lucrările citate ca de exemplu [7], [9], [10], cît şi în lucrările [8], [11], [12], [13], [14], premisele de calcul sînt ecuaţiile lui Maxwell în regim cuasistaţionar

$$\text{rot}\,\boldsymbol{H} = \boldsymbol{J};\ \text{rot}\,\boldsymbol{E} = -\mu\frac{\partial \boldsymbol{H}}{\partial t};\ \text{div}\,\boldsymbol{H} = 0;\ \text{div}\,\boldsymbol{E} = 0. \quad (2)$$

În interiorul conductorului, densitatea curentului de deplasare $\varepsilon\frac{\partial \boldsymbol{E}}{\partial t}$ din prima ecuaţie a lui Maxwell rot $\boldsymbol{H} = \boldsymbol{J} + \varepsilon\frac{\partial \boldsymbol{E}}{\partial t}$ poate fi neglijată faţă de densitatea curentului de inducţie $\boldsymbol{J}$, chiar la frecvenţe foarte mari, din cauza conductivităţii mari a metalului. Din acest motiv se acceptă folosirea ecuaţiilor lui Maxwell în regim cuasistaţionar (2) care conduc la ecuaţiile diferenţiale bine cunoscute

$$\Delta\boldsymbol{H} = \sigma\mu\frac{\partial \boldsymbol{H}}{\partial t};\quad \Delta\boldsymbol{E} = \sigma\mu\frac{\partial \boldsymbol{E}}{\partial t}, \quad (3)$$

sau în coordonate cilindrice, favorabile rezolvării problemei în cazul conductorului cilindric plin

$$\frac{\partial^2 H}{\partial r^2} + \frac{1}{r}\cdot\frac{\partial H}{\partial r} - \frac{H}{r^2} = \sigma\mu\frac{\partial H}{\partial t} \quad (4)$$

$$\frac{\partial^2 E}{\partial r^2} + \frac{1}{r}\cdot\frac{\partial E}{\partial r} = \sigma\mu\frac{\partial E}{\partial t} \quad (5)$$

Rezolvînd aceste ecuaţii se obţin, pentru un punct la distanţa $r \leqslant a$ din interiorul conductorului de rază a, soluţiile ecuaţiilor (4) şi (5):

$$H(r,t) = \frac{I}{2\pi a}\left[\frac{r}{a} + 2\sum_{k=1}^{\infty}\frac{J_1\left(\beta_k\frac{r}{a}\right)}{\beta_k J_0(\beta_k)}\,e^{-\frac{\beta_k^2}{\sigma\mu_0 a^2}t}\right] \quad (6)$$

unde s-a notat: I — treapta de curent de amplitudine I; σ,μ_0 — conductivitatea şi permeabilitatea conductorului; J_0, J_1 — funcţii Bessel; β_k — soluţiile relaţiei $J_1(\beta_k) = 0$,

$$E(r,t) = \frac{J}{\sigma} \quad (7)$$

unde densitatea de curent are valoarea:

$$J(r,t) = \frac{I}{\pi a^2}\left[1 + \sum_{k=1}^{\infty}\frac{J_0\left(\beta_k\frac{r}{a}\right)}{J_0(\beta_k)}\,e^{-\frac{\beta_k^2}{\sigma\mu_0 a^2}t}\right]. \quad (8)$$

Intensitatea curentului în interiorul unui cilindru de rază r devine:

$$i(r,t) = I\frac{r}{a}\left[\frac{r}{a} + 2\sum_{k=1}^{\infty}\frac{J_1\left(\beta_k\frac{r}{a}\right)}{\beta_k J_0(\beta_k)}\,e^{-\frac{\beta_k^2}{\sigma\mu_0 a^2}t}\right]. \quad (9)$$

Ţinînd seamă de simetria cilindrică a cîmpului magnetic care este tangent la cercuri de raza r, rezultă din (6) şi (9) verificarea legii circuitului magnetic (1):

$$i(r,t) = H(r,t).\,2\pi r. \quad (10)$$

Se verifică de asemenea şi toate relaţiile de legătură între mărimile citate:

$$\mu\frac{\partial H}{\partial t} = \frac{\partial E}{\partial r};\quad J = \frac{1}{r}\cdot\frac{\partial}{\partial r}(rH) = \frac{1}{r}H + \frac{\partial H}{\partial r};\quad J = \frac{1}{2\pi r}\cdot\frac{\partial i}{\partial r}.$$

Curentul este constant numai pe ansamblul secţiunii transversale a conductorului, dar densitatea de curent este variabilă în timp. De asemenea, cîmpul magnetic este constant în exteriorul conductorului, dar este variabil în timp în interiorul conductorului.

Exemplul dat de C. Mocanu în [3] este un conductor de secţiune oarecare, în care cîmpul magnetic la periferie are în timpul difuziei atît componente tangenţiale cît şi normale. Este evident că dacă s-ar folosi acelaş tip de calcul ca mai sus, s-ar obţine o difuzie care să fie conformă legii circuitului magnetic.

3. În privinţa *metodei de experimentare şi a instrumentelor de măsură*, problema practică se pune pentru şunturile coaxiale, care sînt conductoare rezistive cilindrice tubulare. Normele Comisiei Electrotehnice Internaţionale [15] indică drept criteriu de calitate al şunturilor timpul de răspuns:

$$T = \int_0^\infty [1 - f(t)]\ dt$$

cu $f(t)$ răspunsul la excitaţia treaptă unitară. Mărimea de intrare a şunturilor coaxiale este curentul, iar mărimea de ieşire este tensiunea înregistrată de osciograf, măsurată în interiorul tubului, într-o regiune de cîmp nul.

Pe faţa interioară a tubului de lungime l, densitatea de curent J_i variază de la zero la valoarea de regim permanent, evitîndu-se astfel referirea la densitatea infinită de la periferie. Tensiunea $u = J_i l/\sigma$ variază în acelaş mod. Rezolvarea problemei se complică prin existenţa circuitului de măsură din figura 2, dar este efectuată în lucrările [6], [12].

În concluzie considerăm că ipotezele de calcul în cazul excitaţiei treaptă de tensiune şi curent sînt echivalente şi corecte cînd se iau drept bază ecuaţiile lui Maxwell pentru cîmpul electromagnetic.

În cazul verificării experimentale a rezultatelor calculate pentru şunturile coaxiale, metoda injectării unui curent treaptă este net favorabilă, deoarece permite efectuarea calculelor pe un model fizic corespunzător şi realizarea unei instalaţii de experimentare [6], [16], [17], [18]. Din figura 2 rezultă că excitaţia treaptă de curent din circuitul de descărcare al cablului nu este practic influenţată de existenţa şuntului din cauza impedanţei sale reduse în raport cu impedanţa sursei, de exemplu 1 m Ω faţă de 75 Ω.

Orice generalizare nu are semnificaţie logică, dacă nu se verifică în cazuri concrete. De fapt generalizarea apare, ca o manifestare coerentă, numai după observarea unui număr mare de evenimente din care se desprind parametrii de care depind fenomenele fizice. Progresul în fizică şi în aplicaţia directă a acesteia, tehnica, este real şi util dacă cercetătorul pe de o parte calculează şi pe de altă parte verifică rezultatele prin măsurători.

Bibliografie

[1] *Filippi, U.* Matière, rayonnement, énergie — Dunod, Paris, 1966.

[2] *Früngel, F.* Impulstechnik. Erzeugung und Anwendung von Kondensatorentladungen. Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig Leipzig, 1960.

[3] *Mocanu, C.* Treptele de tensiune şi de curent, moduri fundamentale de excitaţie a curentului tranzitoriu în conductoare cu efect pelicular. În: Electrotehnica **20**, nr. 2, p. 91.

[4] *Mocanu, C.* Die Stromverdrängung in die rohrförmigen koaxialen Messwiderständen. În Rev. roum. sci. techn. electrotechn et énerg. 1971 (sub tipar).

[5] *Hortopan, G.* Tehnica impulsului în laboratorul de înaltă tensiune. Bucureşti, Editura Tehnică, 1965.

[6] *Hortopan, G., Hortopan, V.* Eine allgemeine Theorie der Messwiderstände im Ubergangszustand. În: ETZ-A, **92**, nr. 8, 1971, p. 470—474.

[7] *Miller, K., W.* Diffusion of electric currents into rods, tubes and flat surfaces. În: Trans. AIEE **66**, 1947, p. 1496—1502.

[8] *Timotin, Al.* şi *Ţugulea, A.* Parametrii tranzitorii longitudinali ai liniei coaxiale. În: St. şi cerc. de Energ. şi Electrot. tom. **17**, nr. 3, 1967, p. 577—602.

[9] *Ealock, R.* şi *Lago, B.* Coaxial shunt. În: Proceedings IEE, vol. **114**, 1967, p. 1317—1324.

[10] *Schwab, A.* Hochspannungsmesstechnik Springer-Verlag, Berlin-Heidelberg, New-York, 1969.

[11] *Hortopan, V.* Răspunsul la excitaţia treaptă de curent a conductorului cilindric plin. În: Electrotehnica, **18**, nr. 4, 1970, p. 117—121.

[12] *Hortopan, V.* Răspunsul la excitaţia treaptă de curent a conductorului tubular. În: Electrotehnica **18**, nr. 5, 1970, p. 160—166.

[13] *Constantinescu, E.* Calculul efectului pelicular și determinarea stabilității termice a conductorilor cilindrici masivi la curenți de șoc. Academia RPR. În : Buletinul științific. Secțiunea științe tehnice și chimice, Tom. **IV**, nr. 3 — 4, 1952, p. 255—270.

[15] *Hannakam, L.*, Berechnung der transienten Stromverteilung în zylindrischen Massivleitern. În : ETZ-A, **91**, nr. 1, 1970, p. 50—54.

[15] CEI Publication 60 : Recommandation pour le technique des essais à haute tension.

[16] *Hortopan, G.* Aparate electrice București. Editura Didactică și Pedagogică, 1967.

[17] *Gary, C.* La mesure des courants de choc, critère de calitè d'un shunt. În : Publ. EDF. dec. 1960.

[18] *Möller, K.* Eine einfache Anordnung zum Messen der Rechteckstoss-Wildergabe von Strom — Messwiderständen kurzer Anstiegszeit. În : ETZ-A, **89**, nr. 17, 1968, p. 414—415.

Răspunsul autorului

În condiții inițiale nule, stabilirea curentului de conducție pune probleme de compatibilitate cauzală cu teoriile cîmpului electromagnetic și circuitele electrice.

a) La aplicarea tensiunii treaptă unui conductor, în ecuațiile lui Maxwell,

$$\text{rot}\,\boldsymbol{E} = -\mu\frac{\partial \boldsymbol{H}}{\partial t}; \qquad \text{rot}\,\boldsymbol{H} = \boldsymbol{J} + \varepsilon\frac{\partial \boldsymbol{E}}{\partial t}, \tag{1}$$

variația bruscă a cîmpului electric în momentul impactului excitației $\left(\left.\frac{\partial \boldsymbol{E}}{\partial t}\right|_{t=0} = \infty\right)$ implică o discontinuitate în a doua ecuație (1), numai în regim nestaționar. În regim cvasistaționar curentul de deplasare fiind neglijabil $\left(\varepsilon\frac{\partial \boldsymbol{E}}{\partial t} = \sim 0\right)$ ecuațiile lui Maxwell (1) devin

$$\text{rot}\,\boldsymbol{E} = -\mu\,\partial \boldsymbol{H}/\partial t; \qquad \text{rot}\,\boldsymbol{H} = \boldsymbol{J} \tag{1'}$$

și deci nu sînt afectate de discontinuitate. Intensitățile cîmpurilor electrice $\boldsymbol{E}$ și magnetic $\boldsymbol{H}$ vor fi continue și monoton variabile în timp pe toată durata difuziei frontale.

În figura 1 s-au reprezentat curbele tensiunii $u\,(t) = U_0$ și curentului tranzitoriu $i(t)$ prin cilindrul circular masiv,

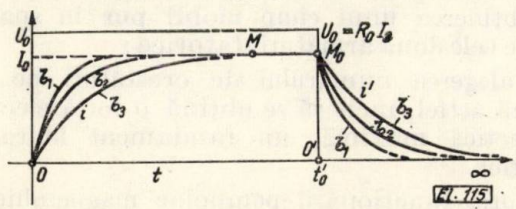


Fig. 1

pentru diferite constante de timp $\tau_1 > \tau_2 > \tau_3$. Se observă că odată cu micșorarea constantei de timp τ, curentul i(t) tinde către forma treaptă I_0, iar energia magnetică W_m (aria $Oi\,M\,I_0\,O$) acumulată în interiorul conductorului se anulează. Treapta de curent rezultă ca un caz limită „idealizat", în care $\tau = 0$ și toate mărimile de cîmp sînt constante în timp.

Dacă după stabilirea regimului staționar în care curentul este I_0, se scurtcircuitează conductorul sau se deconectează de la sursă, curentul liber $i'(t)$ scade cu atît mai repede cu cît constanta de timp e mai mică. Aria $O'M_0i'\infty\,0'$ este egală cu aria $OiMI_00$, deoarece energia magnetică W_m se transformă în căldură prin efect Joule în perioada de relaxație. Din examinarea ecuațiilor lui Maxwell (1) și diagramei din figura 1 rezultă că modul de excitație treaptă de tensiune nu presupune vreo idealizare și nici una din mărimi nu e discontinuă. În ceea ce privește durata necesară realizării treptei de tensiune, menționăm că acest mod de excitație nici nu se poate obține cu un eclator, care nu este în măsură să mențină conductorul sub tensiune constantă pînă la stabilirea regimului electrocinetic staționar. Treapta de tensiune trebuie considerată în accepțiunea punerii unui circuit sub tensiune constantă de la o sursă de curent continuu, prin intermediul unui întrerupător.

La injecție constantă de curent, cîmpul magnetic pe suprafața conductorului variază brusc de la $H = 0$ la $H = I_0/2\pi a$, deci $\mu\left.\frac{\partial \boldsymbol{H}}{\partial t}\right|_{t=0} = \infty$. Legea inducției electromagnetice are la impactul excitației forma : $\text{rot}\,\boldsymbol{E} = -\infty$. Ca urmare cîmpul electric $\boldsymbol{E}$, densitatea de curent $\boldsymbol{J}$, tensiunea electrică $u(t)$ pe suprafața conductorului și puterea instantanee sînt infinite în momentul inițial. Dacă se procedează la fel ca în cazul regimului cvasistaționar și se elimină din ecuația lui Maxwell termenul $\mu\,\partial \boldsymbol{H}/\partial t$ (dualul lui $\varepsilon\,\partial \boldsymbol{E}/\partial t$) ecuațiile lui Maxwell (1) devin : $\text{rot}\,\boldsymbol{E} = 0$; $\text{rot}\,\boldsymbol{H} = \boldsymbol{J}$. (2)

Sistemul de ecuații (2) descrie însă regimul staționar în care $\boldsymbol{E}$, $\boldsymbol{J}$ și $\boldsymbol{H}$ sînt constante în timp. Se regăsește astfel rezultatul că treapta de curent este un caz limită în care nu are loc difuzie.

Pe diagrama din figura 2, în care s-au trasat curbele tensiunii $u(t)$ și curentul treaptă I_0, nu este posibil de interpretat energia magnetică W_m ca în diagrama din figura 1. Pentru

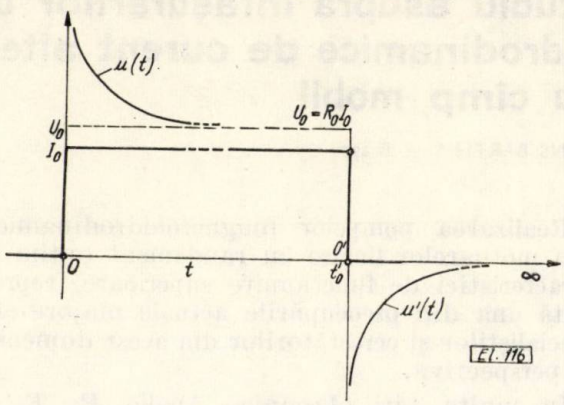


Fig. 2

studiul regimului liber, se pune întrebarea cum variază curentul liber, după modelul treptei de tensiune sau al treptei de curent ? Dacă relaxația electrocinetică evoluează ca la impactul curentului treaptă, curentul se anulează brusc și din nou mărimile $\boldsymbol{E}$, $\boldsymbol{J}$, $u(t)$ și puterea instantanee sînt infinite. Calculînd căldura dezvoltată în conductor de componenta liberă a densității de curent în intervalul de relaxație $t'_0 < t < \infty$, se obține energia magnetică W_m. Se ajunge astfel la situația că în intervalul $t'_0 < t < \infty$, tensiunea nu e nulă, curentul e egal cu zero și se dezvoltă căldură în conductor. Dacă se admite că relaxația are loc după modelul treptei de tensiune, aria $0'M_0i'$, $\infty\,o'$ nu se regăsește pe diagramă în momentul inițial.

b) Din punctul de vedere al principiului cauzalității, condițiile inițiale și pe frontieră reprezintă categoria cauze, iar mărimile care difuzează în conductor intră în categoria efecte. Tensiunea este nenulă în sistemul fizic sursă înainte de a se stabili curentul în sistemul fizic conductor. În consecință tensiunea (cauză) precede curentul (efect). În momentul închiderii întrerupătorului, tensiunea produce curentul, care astfel succede excitația. Urmează că modul de excitație tensiune este în acord cu principiul de cauzalitate.

Ipoteza treptei de curent conduce la situația paradoxală că în conductor curentul I_0 (efect) este stabilit de un curent I_0(cauză) cu care este identic. Înainte de injecție, sistemul sursă nu era parcurs de curent și deci cauza nu precede efectul. Din punctul de vedere al excitației, injecția constantă de curent I_0 este identică cu aplicarea brusc a cîmpului magnetic $H_0 = I_0/2\pi a$ pe suprafața conductorului. Dar la întrebarea cine a produs cîmpul magnetic H_0, care devine în acest fel cauză, răspunsul nu poate fi decît — curentul I_0 prin conductor, care însă este efect.

În sfîrşit observăm că tensiunea $u(t)$ şi cîmpul electric $\boldsymbol{E}$, infinite la impact, sînt consecinţe ale inducţiei electromagnetice provocate de curentul treaptă şi prin urmare sînt de asemenea efecte. Ipoteza treptei de curent ca mod de excitaţie a curentului într-un conductor cu efect pelicular tranzitoriu, conduce la sisteme anticipative de natura celor semnalate în cartea lui Zadeh şi Desoer (Linear, System Theory, Mc Graw-Hill, New-York, 1963).

Împrejurarea că integrînd ecuaţiile lui Maxwell în condiţii iniţiale şi pe frontieră *date* se obţin soluţii care verifică aceste condiţii, confirmă că s-a efectuat calculul corect, dar nu înseamnă că soluţiile au obligatoriu şi semnificaţia fizică. În ipoteza treptei de curent, ecuaţia difuziei,

$$\Delta \boldsymbol{E} = \mu\sigma \, \partial \boldsymbol{E}/\partial t \qquad (3)$$

se integrează în oricare din următoarele condiţii identice

$$i(t) = I_0 \; ; \quad \int_0^a Er \, dr = \frac{I_0}{2\pi\sigma} \; ; \quad H(a, t) = \frac{I_0}{2\pi a} \qquad (4)$$

şi se obţine pentru J expresia (8) din nota de discuţii. Calculînd cîmpul magnetic $H(r,t)$ şi constatînd că $H(a,t)$ coincide cu condiţia pe frontieră (4), se face prin aceasta o verificare a calculului, dar nu se pot trage concluzii asupra semnificaţiei fizice a rezultatelor obţinute. Înainte de a integra ecuaţia difuziei (3) trebuie să se analizeze dacă condiţiile iniţiale şi pe frontieră sînt compatibile cauzal cu legile cîmpului electromagnetic. Se pot imagina şi alte condiţii pentru integrarea ecuaţiei (3) de exemplu condiţiile

$$\int_0^a E^2 r \, dr = \frac{P}{2\pi\sigma l} \; ; \quad \int_0^\infty dt \int_0^a E \frac{\partial E}{\partial r} = \frac{\mu W_m}{2\pi l} \qquad (5)$$

se referă la puterea P şi la energia magnetică interioară constante pe durata difuziei. Evident că soluţiile vor verifica condiţiile (5) dar nu au semnificaţie fizică.

În concluzie, în regim nestaţionar nici treapta de tensiune şi nici treapta de curent nu sînt moduri de excitaţie a cîmpului electromagnetic. În regim cuasistaţionar tranzitoriu numai treapta de tensiune poate excita curent de conducţie, iar în regimurile cuasistaţionar permanent şi staţionar sursele pot fi reprezentate atît prin modelul generatorului de tensiune, cît şi al generatorului de curent.

C. I. Mocanu

Studiu asupra înfăşurărilor utilizate la pompele magnetohidrodinamice de curent alternativ şi la motoarele liniare cu cîmp mobil

HANS BARTH * — Braşov

CZ 621.313.17.025 MHD

Realizarea pompelor magnetohidrodinamice şi a motoarelor liniare cu randament optim şi caracteristici de funcţionare superioare, reprezintă una din preocupările actuale majore ale specialiştilor şi cercetătorilor din acest domeniu de perspectivă.

În multe ţări (Japonia, Anglia R. F. a Germaniei, Franţa etc.) sînt în curs de proiectare şi realizare trenuri ultrarapide pe pernă de aer sau pe pernă magnetică, echipate cu motoare liniare pentru a realiza viteze medii de pînă la 500 km/h. Generatoare MHD de mare putere şi cu un randament promiţător au fost construite în U.R.S.S. De asemenea motoarele (pompele) MHD, utilizate mai întîi la reactoare experimentale pentru centrale nucleare, pătrund din ce în ce mai des în metalurgie, în turnătoriile de neferoase şi feroase, în industria chimică etc.

Componenta principală a acestor tipuri noi de maşini electrice sînt cele două inductoare plan-liniare, de a căror realizare depind în mod nemijlocit performanţele maşinii. Determinarea parametrilor în general şi a înfăşurărilor statorice pentru a se obţine randament optim şi presiune electromagnetică maximă este încă incomplet tratată în literatură.

Autorul îşi propune, să prezinte un mod de alegere a înfăşurării astfel încît să se rezolve în principal două mari deficienţe, întîlnite la diferite modele funcţionale realizate anterior :

— eliminarea cîmpului magnetic alternativ (pulsatoriu) în întrefierul dintre cele două inductoare plan liniare, lucru, ce corespunde cu obţinerea unui cîmp mobil pur în spaţiul dintre cele două armături statorice ;

— alegerea numărului de crestături pe pol şi fază astfel, încît să se obţină o forţă electromagnetică maximă, un randament hidraulic superior.

Teoria funcţionării pompelor magnetohidrodinamice şi în general a conversiunii magnetohidrodinamice a fost amănunţit studiată în literatură [1], [2], [3]. În lucrarea de faţă se examinează problema înfăşurării de pe inductor (primarul), care este comună pompelor MHD şi motoarelor liniare cu cîmp mobil.

Adoptarea înfăşurării

Caracterul finit al lungimii şi lăţimii inductoarelor conduce la efecte negative. Aceste efecte se manifestă prin apariţia unui cîmp magnetic alternativ în întrefierul dintre armăturile statorice. Rezultatul este o reducere substanţială a forţei electromagnetice de transport. Pentru diminuarea acestor efecte nedorite s-a recurs la practicarea unor înfăşurări de compensaţie la capetele longitudinale ale inductoarelor. Rezultatele însă nu au fost satisfăcătoare.

Caracteristicile înfăşurării propuse de autor sînt expuse în continuare. Numărul de poli se adoptă impar, iar înfăşurarea este în dublu

* Drd. ing. *H. Barth*, lucrează la catedra de electrotehnică din Universitatea — Braşov şi este redactor ştiinţific la revista „Karpatenrundschau"

strat în zona polilor centrali şi semibobinaţi în zona polilor marginali (fig. 1). Numărul de crestături pe pol şi fază se adoptă egal sau mai mic decît unitatea.

Consecinţele primei alegeri au fost demonstrate teoretic în [4] şi dezvoltate în [5]. Adoptarea unei înfăşurări cu numărul de poli impar şi cu poli marginali semibobinaţi conduce la următoarele avantaje:

— în zona complet bobinată inductoarele dau un cîmp mobil pur de amplitudine constantă. Se elimină cîmpul alternativ pe cea mai

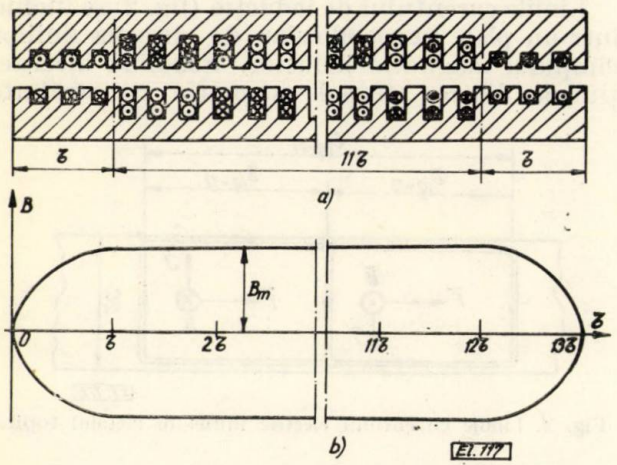


Fig. 1 a) Secţiune prin înfăşurarea realizată cu 2p=13 şi poli marginali semibobinaţi la IP Braşov. b) Înfăşurarea familiilor de curbe ale inducţiei magnetice din intrefier.

mare parte a întrefierului şi anume în zona polilor complet bobinaţi, ceea ce coincide cu obţinerea unei forţe electromagnetice asupra fluidului (armăturii mobile) constante;

— componentele alternative ale cîmpului magnetic apar numai în domeniile semibobinate. În această zonă cîmpul alternativ, care se suprapune peste cîmpul mobil, are amplitudinea jumătate faţă de cea din zona în dublu strat;

— la extremitatea inductorului valoarea inducţiei magnetice în întrefier este nulă. Prin aceasta se reduc pierderile în oţel şi forţa în direcţia undei mobile este mai mare;

— se elimină înfăşurarea de compensaţie.

Alegerea numărului de crestături pe pol şi fază

În continuare ne propunem, să arătăm, care este numărul optim de crestături pe pol şi fază ce trebuie adoptat la realizarea înfăşurării plane a inductoarelor, ceea ce nu este indicat în literatură.

Soluţia optimă se obţine pentru q egal sau mai mic decît unitatea.

Vom stabili aceasta analizînd dezavantajele soluţiilor cu q mai mare decît unitatea. Aceste dezavantaje sînt expuse în continuare:

1. Presiunea (forţa) electromagnetică este rezultatul interacţiunii între cîmpul magnetic şi curentul electric indus în metalul lichid (armătura mobilă). Dacă în cîmpul mobil produs de inductoare se află metalul lichid, acesta poate fi considerat ca format din conductoare elementare şi efectuînd integrala forţelor ce acţionează pe fiecare element, se poate afla forţa care acţionează asupra întregii mase metalice.

Valoarea presiunii electromagnetice în cazul real ca urmare a efectelor transversal şi longitudinal, este mult mai mică decît cea determinată pentru cazul ideal (inductor de lungime şi lăţime infinită). Coeficientul transversal de slăbire a presiunii electromagnetice este dat în lucrarea [2] sub forma simplificată:

$$K_a = 1 - \frac{\text{th}\pi c/\tau}{\pi c/\tau}. \qquad (1)$$

Din această expresie se observă următoarele: cînd raportul $\pi c/\tau$ scade (la τ mare), termenul $\frac{\text{th}\pi c/\tau}{\pi c/\tau}$ tinde monoton spre unu, deci K_a tinde spre zero; iar atunci cînd raportul creşte (la τ mic), termenul al doilea tinde spre zero, deci K_a spre unu. Evident: la $q=2$ pasul polar (τ) este dublu lui τ la $q=1$ pentru acelaşi pas dentar, situaţie ce atrage după sine o diminuare mult mai pronunţată a presiunii electromagnetice datorită efectului transversal.

2. Randamentul hidraulic este dat în lucrarea [3] de raportul dintre puterea hidraulică şi suma puterilor active:

$$\eta_h = \frac{P_h}{\Sigma P} = \frac{K(s - s^2)}{\Sigma P} \qquad (2)$$

unde s este alunecarea, iar K o constantă (după ce parametrii principali ai pompei au fost adoptaţi). Randamentul hidraulic este cu atît mai bun, cu cît alunecarea se apropie de 0,45—0,50. Alunecarea este dată de relaţia:

$$s = \frac{v_c - v_m}{v_c} = 1 - \frac{v_m}{2f\tau}. \qquad (3)$$

Soluţia constructivă cu $q=1$ conduce la un pas polar mai mic, deci conform relaţiei (3) la o alunecare mai mică. Aceasta corespunde la pierderi de putere activă (P), respectiv la o putere reactivă (Q) mai mică:

$$P = f_1(s^2); \quad Q = f_2(s^2). \qquad (4)$$

3. Componentele active ale curenţilor induşi coincid în fază cu vectorul inducţiei magnetice, iar componenta reactivă este defazată cu 90° faţă de $\boldsymbol{B}$ şi urmăreşte la 180° curenţii de magnetizare ai inductorului [3].

Componenta reactivă are sensul opus curentului de magnetizare ca urmare ea provoacă micşorarea fluxului magnetic, atenuează cîmpul mobil produs de inductoare.

Mărimea curenților reactivi din circuitul secundar se exprimă cu ajutorul puterii reactive a circuitului secundar [3]:

$$Q_2 = 4c\,\Delta l\,s^2 f^2\,\tau^2 B^2\,\sigma K_r. \qquad (5)$$

Curentul reactiv din secundar este:

$$I'_{2r} = \frac{K_e Q_2}{3\,s\,U} = K\frac{Q_2}{s} = K'\frac{\tau^2}{s}. \qquad (6)$$

Se observă, că valoarea curenților din secundar I'_{2r} este proporțională cu pătratul lungimii pasului polar și cu alunecarea s. Concluzia este că soluția cu $q \leqslant 1$ este avantajoasă.

4. Coeficientul de dispersie a fluxului magnetic principal a fost determinat în lucrarea [2]:

$$K_\pi = \operatorname{ch}\frac{\pi\partial}{2\tau}. \qquad (7)$$

Acest coeficient supraunitar ține seamă de micșorarea componentei normale a inducției magnetice în metalul lichid (B) față de aceeași componentă la suprafața inductorului (B_0):

$$B_0 = K_\pi B. \qquad (8)$$

Cu cît τ este mai mare (la $q=2$), dispersia fluxului magnetic este mai pronunțată.

5. Factorul de înfășurare dat de relația:

$$K_w = \frac{\sin\frac{q\alpha}{2}}{q\sin\frac{\alpha}{2}}$$

devine subunitar pentru q mai mare decît unitatea și conduce astfel la un curent de magnetizare (I_μ) mai mare [3]:

$$I_\mu = \frac{pF}{1{,}35\,wk_w} \qquad (10)$$

și de asemenea la un număr de spire în serie, pe fază, mai mare:

$$w = \frac{U}{4{,}44K_e k_w f\Phi_0} \qquad (11)$$

ceea ce reprezintă o situație neeconomică.

6. Consumul de cupru este influențat direct de lungimea pasului polar. La $q=2$ corespunde pentru același pas dentar un τ de lungime dublă față de $q=1$. Astfel necesarul de cupru dat în lucrarea [3]:

$$G_{Cu} = 4m\,[2cK_z + K\varphi\tau]ws_{Cu}\,\gamma_{Cu} \qquad (12)$$

adică:

$$G_{Cu} = K_1 + K_2\,\tau \qquad (13)$$

devine de aproximativ (25—30) % mai mare față de soluția cu $q=1$.

7. Pentru tipul de înfășurare cu $2p$ = impar, bobinat în două straturi în zona centrală și cu poli marginali semibobinați, soluția cu $q=1$ este mai avantajoasă și dintr-un alt punct de vedere. La q mai mare decît unitatea, zona marginală, adică cea unde valoarea inducției magnetice utile este jumătatea față de zona centrală și unde nu se mai elimină cîmpul magnetic alternativ, este de două ori mai mare la $q=2$ față de $q=1$.

Considerații asupra fenomenelor

Liniile curentului de inducție (fig. 2) se închid într-un plan perpendicular de direcția liniilor cîmpului magnetic inductor. Studiind interacțiunea dintre cîmpul magnetic ce străbate

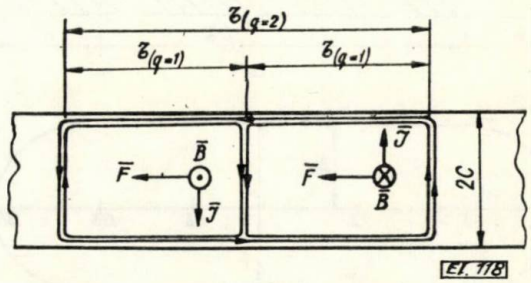


Fig. 2. Liniile curentului electric indus în metalul topit.

întrefierul și curentul indus în masa metalică (armătura mobilă), se observă, că doar componenta transversală a liniilor de curent electric contribuie la producerea forței electromagnetice utile (în direcția de transport). Componentele longitudinale ale liniilor de curent electric nu numai că nu contribuie la producerea forței electromagnetice dar în plus, ele produc forțe orientate înspre pereții marginali ai canalului, mărind astfel forța de frecare între fluid și pereții canalului. După cum reiese din figura 2, la o înfășurare cu $q=1$ (pas polar mic) efectul componentelor transversale ale liniilor de curent este mai important față de soluția cu $q=2$ la același pas dentar. Astfel presiunea electromagnetică pentru $q=1$ este mai mare, randamentul hidraulic mai bun.

Verificări experimentale și caracteristici

Pentru a justifica cele expuse se vor da caracteristicile: $\eta_h = f(N)$ și $D = f(N)$ obținute pentru două tipuri diferite de pompe magnetohidrodinamice realizate la catedra de electrotehnică a Universității din Brașov. Lungimea și lățimea inductoarelor a celor două modele funcționale au fost comparativ egale. Înfășurarea primei pompe s-a realizat cu: $2p=12$; $q=2$; $\tau=180$ mm; $2c=120$ mm; bobinat în dublu strat și cu înfășurare de compensație. Pompa realizată după proiectul autorului are: $2p=13$; $q=1$; $\tau=90$ mm; $2c=120$ mm; bobinat în două straturi în zona

polilor $1\tau \div 12\ \tau$ şi semibobinat pe porţiunea polilor marginali (de la $0 \div \tau$ şi $12\tau \div 13\tau$).

După cum rezultă din caracteristica $\eta_h = f(N)$, figura 3, cu pompa realizată cu $q=1$ se obţine un randament hidraulic de 16%, deci o valoare

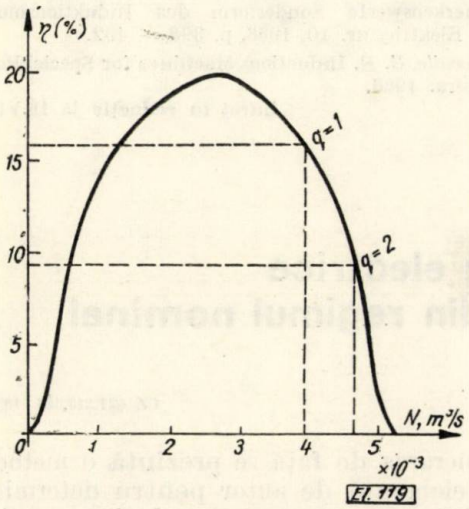


Fig. 3. Caracteristica $\eta_h = f\ (N)$ determinată pentru cele două tipuri de inductoare

din vecinătatea maximului. În schimb pentru $q=2$ rezultă doar $\eta_h = 9{,}5\%$ adică, un punct din partea inferioară a caracteristicii

Au fost determinate experimental puncte ale caracteristicilor hidraulice ale pompelor.

Caracteristica hidraulică pentru cele două tipuri de pompe (fig. 4) ne arată că pentru $q=1$

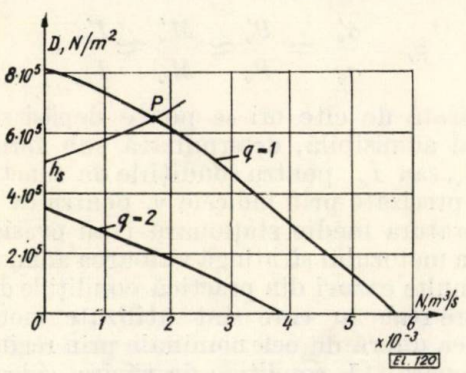


Fig. 4. Caracteristica $D=$f (N) determinată pentru două tipuri de pompe magnetohidrodinamice de mercur
P-punctul de funcţionare a pompei; h_s — înălţimea statică dată prin tema de proiectare

se obţine o presiune electromagnetică maximă (la debit nul) de peste $8 \cdot 10^5$ N/m² şi un punct de funcţionare la $D = 5{,}6 \cdot 10^5$ N/m² şi $N = 70 \cdot 10^{-5}$ m³/s. La $q=2$ presiunea maximă este de numai $3{,}1 \cdot 10^5$ N/m², deci o valoare sub cea precedentă.

Această diferenţă între presiunile realizate de cele două tipuri de pompe evidenţiază clar influenţa alegerii numărului de crestături pe pol şi fază asupra performanţelor maşinii. Ea evidenţiază de asemenea avantajele înfăşurărilor cu $2p=$impar, cu zonă centrală bobinată în 2 straturi şi cu poli marginali semibobinaţi, metodă prin care se elimină cîmpul magnetic invers în întrefier.

Concluzii

Tipul de înfăşurare prezentat asigură în întrefierul dintre cele două inductoare plan liniare ale convertoarelor magnetohidrodinamice şi al motoarelor liniare un cîmp mobil pur. Eliminarea cîmpului magnetic alternativ (pulsatoriu) din întrefier coincide fenomenologic cu evitarea apariţiei contrapresiunilor în mediul de transport, deci cu creşterea substanţială a forţei electromagnetice rezultante. În zona polilor centrali, adică pe porţiunea cea mai mare a întrefierului, înfăşurarea familiilor de curbe ale inducţiei magnetice este o constantă (fig. 1b) ceea ce corespunde la o forţă electromagnetică constantă în lungul canalului.

Adoptarea numărului de crestături pe pol şi fază $q \leqslant 1$ conduce la obţinerea unor performanţe superioare. Ele se obţin în sensul diminuării pierderilor de presiune datorită efectului transversal şi longitudinal, aceste efecte fiind invers proporţionale cu raportul c/τ, unde τ depinde de q. Se reduc pierderile de putere activă şi reactivă din secundar, ceea ce corespunde la un factor de putere mai bun. Reducerea puterii reactive din secundar înseamnă totodată şi curenţi reactivi în secundar mai mici, deci o diminuare a curentului de magnetizare, ceea ce înseamnă o secţiune de conductor de bobinaj mai mică. Prin scurtarea pasului se realizează de asemenea un consum de cupru mai redus.

Notaţiile folosite

τ	— lungimea pasului polar al înfăşurării
q	— numărul de crestături pe pol şi fază
∂	— înălţimea întrefierului între cele două inductoare
c	— semilăţimea canalului
D	— presiunea electromagnetică dezvoltată de pompă
N	— debitul (productivitatea) pompei
l	— lungimea inductorului
s	— alunecarea
v_c	— viteza cîmpului electromagnetic
v_m	— viteza metalului topit
Δ	— înălţimea canalului
f	— frecvenţa curentului electric alternativ
B	— inducţia magnetică
σ	— conductibilitatea electrică
K_e	— raportul dintre tensiunea de alimentare şi t.em. indusă
p	— numărul de perechi de poli
F	— tensiunea magnetică pe pol
w	— numărul de spire pe fază
m	— numărul de faze
$K_z, K_\varnothing$	— coeficienţi de lungirea înfăşurării
s_{Cu}	— secţiunea conductorului de bobinaj
γ_{Cu}	— greutatea specifică a cuprului

Bibliografie

[1] *Nicolaide, A.* Producerea energiei electrice pe cale magnetohidrodinamică. Bucureşti, Ed. tehnică, 1968.
[2] *Voldek, A. I.* Pompe electromagnetice pentru metale în stare lichidă. În : Bul. Energetică nr. 10, 1960.
[3] *Verte, L. A.* Electromagnitnii transport jidkova metalla. Moscova, 1965.
[4] *Bromkamp, K. H.* Elektromagnetische Wanderfelder flacher Drehstrominduktoren und ihre elektrodynamischen Wirkungen, Dissertation, Technische Hochshule Aachen 1961.
[5] *Dimboiu, E.* Studiul cîmpului electromagnetic în întrefierul şi miezul statorului unui motor liniar cu cîmp mobil. În : Electrotehnica, nr. 3, 1970, p. 77—83.
[6] *Idelberg, H.* Der liniare Drehstrom-Induktor — eine neuartige Sonderform des Drehstrom — Asynchromotors. În : ETZ — B, 16, nr. 5 1964, p. 105—108.
[7] *Timmel, H.* Der Wanderfeld — Liniarmotor — eine bemerkenswerte Sonderform des Induktionsmotors. În : Elektrie, nr. 10, 1968, p. 398 — 402.
[8] *Lithwaite, E. R.* Inductions Machines for Special Purposes Londra. 1966.

Intrat în redacţie la 19.VI. 1971

Suprasarcina admisibilă a motoarelor electrice prin epuizarea rezervei de încălzire din regimul nominal

ŞTEFAN BARTZER * — Timişoara

CZ 621.313.333 – 193.4.017.7

1. Prezentarea problemei

La majoritatea motoarelor electrice utilizate în regimul de funcţionare nominal [1], la sarcina nominală şi în condiţiile de răcire nominale, supratemperatura medie a înfăşurărilor (θ_{xN}) nu atinge valoarea admisă pentru clasa lor de izolaţie (θ_{ad}) [1]. În regimul nominal este asigurată, prin construcţie, o anumită rezervă de încălzire ($\theta_{ad} - \theta_{xN}$), care, spre exemplu în cazul motoarelor asincrone conform [2], poate fi considerată în medie de 11°C, la înfăşurările statorice ($x=1$) şi de 17 °C, la înfăşurările rotorice ($x=2$). Rezultă, că în limita acestei rezerve de încălzire se poate admite o anumită suprasarcină de durată, fără a periclita viaţa maşinii.

În practica industrială apar frecvent cazuri, cînd existenţa unor date cantitative privind posibilitatea măririi sarcinii admisibile peste cea nominală înscrisă pe plăcuţa indicatoare sau în fişa tehnică a motorului ar fi foarte avantajoasă. Aceste cazuri cuprind următoarele grupe de probleme :

— alegerea motorului electric dintr-o serie de motoare cu puteri standardizate pentru o acţionare la care puterea medie echivalentă, determinată pe baza diagramei de sarcină reale, depăşeşte cu puţin puterea nominală cea mai apropiată, iar treapta de putere următoare este mult îndepărtată ;

— verificarea pericolului arderii unui motor [3], aplicînd una din metodele mărimilor echivalente [4]. În această grupă se încadrează şi cazurile frecvente, cînd, din cauza unei defecţiuni, motorul original dintr-o instalaţie de acţionare trebuie să fie înlocuit cu altul, motorul „disponibil" avînd însă o putere nominală mai mică decît motorul original.

În lucrarea de faţă se prezintă o metodă de calcul elaborată de autor pentru determinarea operativă a suprasarcinii relative admisibile prin epuizarea rezervei de încălzire a motoarelor electrice de acţionare.

2. Factorul rezervei de încălzire, p_ν

În cele ce urmează se notează cu prim (′) valorile admisibile ale sarcinii relative σ, puterii la arbore P, cuplului M şi curentului I_x prin epuizarea rezervei de încălzire din regimul nominal (indicele N) şi se defineşte un „factor al rezervei de încălzire" sub forma generală :

$$p_\nu = \frac{\sigma'_\nu}{\sigma_\nu} = \frac{P'_\nu}{P_\nu} \approx \frac{M'_\nu}{M_\nu} \approx \frac{I'_{x\nu}}{I_{x\nu}}, \qquad (1)$$

care arată de cîte ori se poate depăşi sarcina normal admisibilă, determinată sub forma σ_ν, P_ν, M_ν, sau $I_{x\nu}$ pentru condiţiile de funcţionare reale, precizate prin indicele ν, pentru ca supratemperatura medie staţionară (sau cvasistaţionară) a motorului să atingă valoarea admisă θ_{ad} .

În multe cazuri din practică condiţiile de funcţionare reale în care sînt utilizate motoarele electrice diferă de cele nominale prin regimul de funcţionare [1], condiţiile de răcire, valoarea şi frecvenţa tensiunii de alimentare, valoarea excitaţiei etc.

În relaţia (1), prin :

$$\sigma_\nu = \frac{P_\nu}{P_N} \approx \frac{M_\nu}{M_N} \approx \frac{I_{x\nu}}{I_{xN}} \qquad (2)$$

se înţelege sarcina relativă normal admisibilă din punctul de vedere al încălzirii la utilizarea motoarelor electrice în alte condiţii de funcţionare decît cele nominale pentru care au fost construite [5], [6], [7], [8], [9]. Valorile sarcinii relative admisibile σ_ν sînt determinate pe baza condiţiei, ca la funcţionarea în condiţiile reale,

* Ing. *Şt. Bartzer* este şef de lucrări la Catedra de utilizările energiei electrice din cadrul Facultăţii de electrotehnică a Institutului politehnic „Traian Vuia" din Timişoara.

supratemperatura medie a motoarelor ajunse în regimul termic staţionar (sau cvasistaţionar) să fie egală cu supratemperatura medie nominală, adică $\theta_\nu = \theta_N$.

Rezultă, că la funcţionarea în condiţiile reale, dar cu epuizarea rezervei de încălzire din regimul nominal, adică cu $\theta'_\nu = \theta_{ad}$, motoarele electrice pot fi încărcate cu o sarcină relativă:

$$\sigma'_\nu = \frac{P'_\nu}{P_N} \approx \frac{M'_\nu}{M_N} \approx \frac{I'_{x\nu}}{I_{xN}} . \qquad (3)$$

Dacă condiţiile de funcţionare reale sînt egale cu cele nominale, atunci indicele $\nu = N$ şi deci $\sigma_N = 1$ şi $\sigma'_N = \rho_N$.

Pentru deducerea formulei de calcul a factorului ρ_ν se admite proporţionalitatea dintre supratemperaturile medii staţionare $\theta_{\infty\nu}$ şi pierderile totale din motor $\Delta P_\nu = k + v_\nu$, pentru următoarele două regimuri de încărcare, admisibile pentru aceleaşi condiţii de funcţionare:

— regimul de funcţionare normal admisibil, caracterizat prin condiţiile de funcţionare reale,

$$\theta_{\infty\nu} \equiv \theta_\nu = \theta_N, \Delta P_\nu = k + v_\nu , \; v_\nu \equiv I^2_{x\nu} \text{ şi } \sigma_\nu ;$$

— regimul de încărcare limită cu epuizarea rezervei de încălzire, caracterizat prin condiţiile de funcţionare reale, $\theta'_{\infty\nu} \equiv \theta'_\nu = \theta_{ad}$, $\Delta P'_\nu = k + v'_\nu$, $v'_\nu \equiv I'^2_{x\nu}$ şi σ'_ν.

În expresia pierderilor totale ΔP_ν, prin k s-a notat suma considerată constantă a pierderilor în fier şi prin frecare şi, eventual, în înfăşurarea de excitaţie în derivaţie, iar prin v_ν — suma pierderilor variabile, proporţionale cu pătratul curentului [8].

La efectuarea demonstraţiei trebuie să se facă distincţie între cazul motoarelor construite pentru funcţionarea în regim continuu *RC* şi cazul motoarelor cu regimul nominal intermitent *RI* [1]. Deosebirea rezultă din faptul, că valoarea supratemperaturii medii dată în fişa tehnică a motoarelor reprezintă valoarea staţionară $\theta_{Nc} = \theta_{\infty NC}$, în cazul motoarelor cu regimul nominal *RC*, şi valoarea cvasistaţionară $\theta_{NI} < \theta_{\infty NI}$ [1], în cazul motoarelor construite pentru funcţionarea în *RI*.

Dar la funcţionarea în *RI*, la o diagramă de sarcină dată, caracterizată prin valori t_I, t_0, T_I, T_0 şi I_I constante, între supratemperatura medie cvasistaţionară θ_I la sfîrşitul perioadelor de funcţionare t_I (cu constanta de timp termică T_I) şi supratemperatura medie staţionară $\theta_{\infty I}$, corespunzătoare sarcinii date (I_I) la funcţionarea în *RC*, există o legătură de proporţionalitate de forma [10]:

$$\theta_I = \frac{1 - e^{-\frac{t_I}{T_I}}}{1 - e^{-\left(\frac{t_I}{T_I} + \frac{t_0}{T_0}\right)}} \theta_{\infty I} = \text{const. } \theta_{\infty I} . \qquad (4)$$

Rezultă, că pentru orice tip de motor şi orice regim de funcţionare real se obţine:

$$\frac{\theta'_{\infty\nu}}{\theta_{\infty\nu}} = \frac{\theta'_\nu}{\theta_\nu} \quad (\nu = NC,\ NI,\ C,\ I \text{ etc}). \qquad (5)$$

Pe baza precizărilor de mai sus se poate scrie pentru cazul general:

$$\frac{\theta'_\nu}{\theta_\nu} = \frac{\theta_{ad}}{\theta_N} = \frac{\theta'_{\infty\nu}}{\theta_{\infty\nu}} = \frac{\Delta P'_\nu}{\Delta P_\nu} = \frac{k + v'_\nu}{k + v_\nu} =$$

$$= \frac{\frac{k}{v_N} + \frac{v'_\nu}{v_N}}{\frac{k}{v_N} + \frac{v_\nu}{v_N}} = \frac{\varkappa + \left(\frac{I'_{x\nu}}{I_{xN}}\right)^2}{\varkappa + \left(\frac{I_{x\nu}}{I_{xN}}\right)^2} = \frac{\varkappa + \sigma'^2_\nu}{\varkappa + \sigma^2_\nu} = \frac{\varkappa + \rho^2_\nu \sigma^2_\nu}{\varkappa + \sigma^2_\nu} \qquad (6)$$

de unde rezultă în final:

$$\sigma'_\nu = \frac{P'_\nu}{P_N} \approx \frac{M'_\nu}{M_N} \approx \frac{I'_{x\nu}}{I_{xN}} = \sqrt{\frac{\theta_{ad}}{\theta_N}(\varkappa + \sigma^2_\nu) - \varkappa} \qquad (7)$$

şi

$$\rho_\nu = \frac{P'_\nu}{P_\nu} \approx \frac{M'_\nu}{M_\nu} \approx \frac{I'_{x\nu}}{I_{x\nu}} = \frac{1}{\sigma_\nu}\sqrt{\frac{\theta_{ad}}{\theta_N}(\varkappa + \sigma^2_\nu) - \varkappa} \qquad (8)$$

Mărimile θ_N şi θ_{ad} din relaţiile (7) şi (8) se înlocuiesc totdeauna cu valoarea corespunzătoare înfăşurării (de sarcină) cu rezerva de încălzire cea mai mică. În cazul motoarelor asincrone, factorul rezervei de încălzire se calculează de obicei pentru înfăşurarea statorică (x=1) [2].

Raportul pierderilor $\varkappa$ se înlocuieşte, în funcţie de tipul motorului, cu:

$$\varkappa \to \varkappa_C = \frac{k}{v_{NC}}, \qquad (9)$$

în cazul motoarelor construite pentru *RC*, şi cu:

$$\varkappa \to \varkappa_I = \frac{k}{v_{NI}}, \qquad (10)$$

în cazul motoarelor construite pentru *RI*, unde v_{NC}, respectiv v_{NI} reprezintă pierderile variabile nominale.

3. Interpretarea rezultatului

Relaţiile (7) şi (8) arată, că mărimile care determină valoarea suprasarcinii relative admisibile prin epuizarea rezervei de încălzire din regimul nominal sînt: θ_{ad}/θ_N, σ_ν şi $\varkappa$.

Pentru studiul influenţei cantitative a variabilelor θ_{ad}/θ_N, σ_ν şi $\varkappa$ asupra valorii factorului ρ_ν şi pentru uşurarea interpretării rezultatului stabilit la punctul 2, în figura 1 se prezintă curbele $\rho_\nu = f(\theta_{ad}/\theta_N)$, pentru cîteva valori reale ale parametrilor σ_ν şi $\varkappa$.

Concluziile studiului privind caracterul influenţei θ_{ad}/θ_N, σ_ν şi $\varkappa$ asupra valorii factorului ρ_ν sînt concentrate rezumativ în tabela 1.

Figura 1 evidenţiază faptul, că suprasarcina relativă admisibilă prin epuizarea rezervei de încălzire are valori apreciabile, care merită să fie luate în considerare, cu atît mai mult cu cît :

— sarcina normal admisibilă în condiţiile de funcţionare reale este mai mică decît sarcina nominală ($\sigma_v<1$) ;

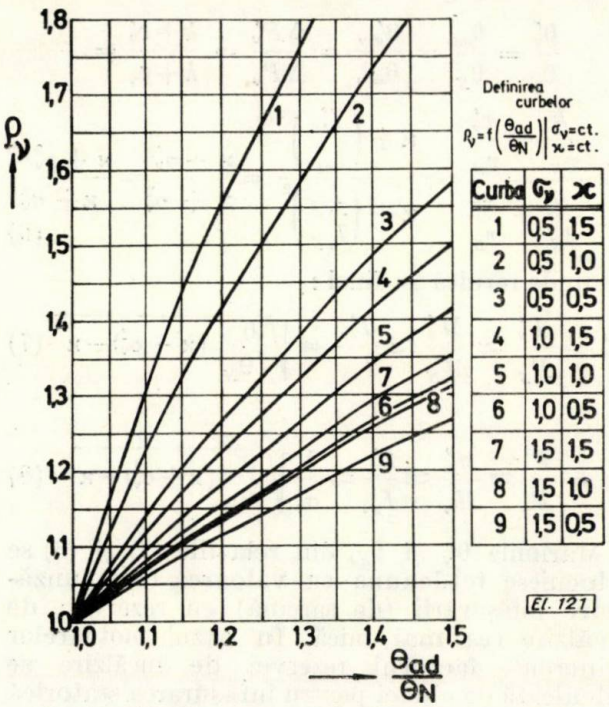
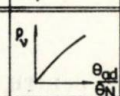
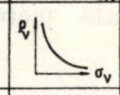
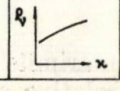


Fig. 1. Influenţa raportului θ_{ad}/θ_N şi a parametrilor σ_v şi $\varkappa$ asupra valorii factorului rezervei de încălzire ρ_v

Tabela 1

Caracterul influenţei parametrilor θ_{ad}/θ_N, σ_v şi $\varkappa$ asupra valorii factorului ρ_v

Variabila X	Alura curbei $\rho_v=f(X)$	$\frac{\partial\rho_v}{\partial X}$	$\frac{\partial^2\rho_v}{\partial X^2}$	La creşterea variabilei X			
				Valoarea lui ρ_v	Influenţa parametrilor		
					θ_{ad}/θ_N	σ_v	$\varkappa$
$\frac{\theta_{ad}}{\theta_N}$		>0	<0	creşte	×	creşte	creşte
σ_v		<0	>0	scade	scade	×	scade
$\varkappa$		>0	<0	creşte	creşte	creşte	×

— ponderea pierderilor în fier şi prin frecare (k) este mai mare în suma pierderilor totale nominale ($\Delta P_N = k+v_N$), adică $\varkappa$ este mai mare ;

— clasa de izolaţie a motorului este mai slabă, adică θ_{ad} este mai mică (pentru aceeaşi rezervă de încălzire $\theta_{ad} - \theta_N$).

Astfel, dacă se ia în considerare domeniul valorilor întîlnite frecvent în practică al parametrilor σ_v şi $\varkappa$, atunci prin epuizarea unei rezerve de încălzire de numai 10 grade a motoarelor electrice construite cu izolaţie de clasa *B* ($\theta_{ad} = 80$ °C) se poate admite o suprasarcină cuprinsă între 8% şi 30% faţă de sarcina normal admisibilă în condiţiile de funcţionare reale.

Formulele (7) şi (8) oferă o metodă de calcul pentru alegerea şi verificarea pe baza încălzirii medii „limită" a puterii motoarelor electrice de acţionare, condiţia de îndeplinit în toate cazurile fiind :

$$\sigma'_v \geqq \frac{I_{xe}}{I_{xN}} \approx \frac{M_e}{M_N} \approx \frac{P_e}{P_N}, \quad \text{respectiv}$$

$$\rho_v \geqq \frac{I_{xe}}{I_{xv}} \approx \frac{M_e}{M_v} \approx \frac{P_e}{P_v}, \tag{11}$$

unde I_{xe}, M_e şi P_e sînt valorile medii echivalente ale curentului, cuplului, respectiv puterii, calculate [11] pe baza diagramei de sarcină reale a motorului. În cazurile în care prin indicele v se precizează condiţiile de funcţionare într-un regim intermitent (real sau nominal), valorile mărimilor echivalente se calculează fără a include perioadele de pauză, în care motorul nu este alimentat.

Rezultatele stabilite în lucrare nu evidenţiază solicitarea termică locală, în punctele „calde" din interiorul maşinilor electrice. Această solicitare, precum şi cîmpul de repartiţie a temperaturilor, variază atît în funcţie de regimul de funcţionare şi de încărcare [12] cît şi de la o maşină la alta, chiar dacă maşinile comparate sînt construite, în condiţii considerate „identice". Dezavantajul arătat, care apare la toate metodele de calcul bazate pe încălzirea „medie", [4], [8], [9], [11], este însă compensat în parte prin modul în care este stabilită valoarea supratemperaturii medii admisibilă pentru fiecare clasă de izolaţie a maşinilor electrice [1].

4. Nomogramă pentru σ'_v şi $\rho_v = f(\theta_{ad}, \theta_N, \sigma_v, \varkappa)$

Pentru a asigura rezolvarea operativă a relaţiilor (7) şi (8) şi avînd în vedere faptul, că prin figura 1 este imposibil să se cuprindă totalitatea situaţiilor practic posibile, s-a conceput nomograma reprezentată în figura 2.

Nomograma din figura 2 este o nomogramă compusă, cu familii de drepte, care pentru ρ_v se aplică în două etape. În prima etapă se obţine σ'_v.

Modul de aplicare a nomogramei este ilustrat printr-un exemplu (vezi punctul 5.2), pe baza căruia se evidenţiază atît ordinea introducerii datelor iniţiale, adică a valorii mărimilor σ_v, θ_N, θ_{ad} şi $\varkappa$, cît şi modul de trasare a dreptelor ajutătoare Δ_I, pentru etapa I, respectiv Δ'_{II} şi Δ''_{II}, pentru etapa II. Schematic, ordinea operaţiilor este următoarea :

etapa I : $\sigma_v \rightarrow$orizontala 1, $\theta_N \rightarrow$verticala 2 $\rightarrow$ punctul de intersecţie a, $\varkappa \rightarrow \Delta_I$, $\theta_{ad} \rightarrow$ verticala 3 $\rightarrow$ punctul de intersecţie b $\rightarrow$ orizontala $4 \rightarrow \sigma'_v$.

Orizontala *4*, dusă prin punctul *b*, determină pe scara mărimii σ'_v valoarea căutată;

etapa II: σ'_v, $\sigma_v \rightarrow \Delta'_{II}$, $\Delta''_{II} \| \Delta'_{II}$ prin punctul pivot $p \rightarrow \rho_v$.

Dreapta ajutătoare Δ''_{II}, dusă prin punctul pivot *p*, paralelă cu dreapta Δ'_{II}, determină prin intersecţia cu scara mărimii ρ_v valoarea căutată.

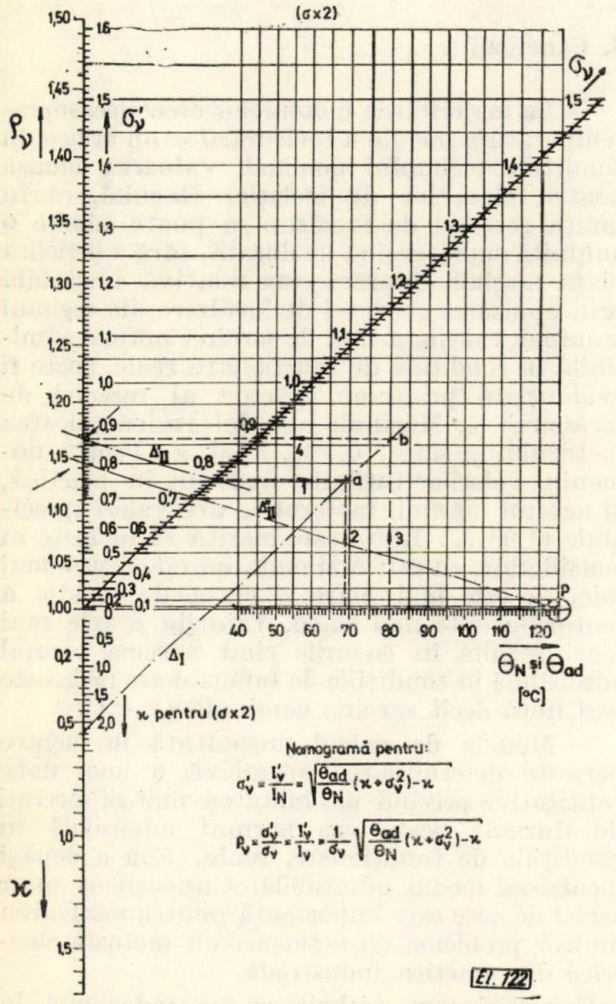


Fig. 2. Nomogramă pentru rezolvarea formulelor (7) şi (8)
Exemplu de aplicare: $\sigma_v = 0{,}757$, $\vartheta_N = 69°C$, $\vartheta_{ad} = 80°C$ şi $\varkappa = 0{,}547$
Rezultă: $\sigma'_v = 0{,}867$ şi $\rho_v = 1{,}145$.

Nomograma din figura 2 poate fi folosită şi în cazurile în care $\sigma_v > 1{,}5$. În astfel de cazuri se consideră valorile din dreptul scării mărimilor σ'_v şi $\frac{1}{2}\sigma_v$ înmulţite cu doi ($\sigma \times 2$) şi pentru mărimea $\varkappa$ se foloseşte scara mică din dreapta.

5. Exemplificare

5.1. Se pune problema alegerii motorului electric pentru acţionarea în *RC* a unei maşini de lucru care cere la arborele motorului o putere medie echivalentă, calculată pe baza datelor procesului tehnologic de executat, egală cu $P_e = 79{,}5$ kW, la o turaţie de 735 rot/min. Pornirea instalaţiei se face în gol şi nu se cere modificarea turaţiei în timpul funcţionării. Sursa de alimentare este reţeaua de curent alternativ de 3×380 V, 50 Hz.

Pentru realizarea acţionării în condiţiile date vine în considerare un motor din seria de motoare asincrone cu rotorul în scurtcircuit de tipul ASI fabricate în ţară, cu turaţia sincronă de 750 rot/min şi tensiunea nominală de 380 V.

Din această serie de motoare, puterea nominală cea mai apropiată de puterea necesară o au motoarele ASI 315 S şi ASI 315 M, ale căror date nominale interesante sînt prezentate în tabela 2 [2].

Tabela 2

Datele motoarelor din exemplul de calcul

Tipul motorului	P_N kW	n_N rot/min	U_{1N} V	I_{1N} A	$\varkappa_C$	ϑ_{1N} °C	Clasa de izolaţie	ϑ_{ad} °C
ASI 315 S	75	735	380	146,5	0,76	70,6	*B*	80
ASI 315 M	100	735	380	193	0,70	71,6	*B*	80

În mod normal, aplicînd metodele de calcul recomandate în literatură [8], [9], ar trebui să se aleagă un motor cu putere nominală egală sau imediat superioară puterii necesare. Aceasta înseamnă, că în cazul exemplului tratat, ar trebui să se aleagă motorul ASI 315 M, cu putere nominală de 100 kW. Dar, puterea nominală a acestui motor este mult mai mare decît cea cerută, astfel încît acţionarea ar fi dimensionată neraţional şi în plus s-ar impune modificări în construcţia instalaţiei pentru a asigura spaţiul necesar montării.

Din motivele arătate se pune întrebarea, dacă se poate alege motorul ASI 315 S, cu toate că puterea sa nominală (75 kW) este mai mică decît cea necesară (79,5 kW). Întrebarea este justificată şi de faptul, că la funcţionarea în regimul nominal acest motor are o rezervă de încălzire de 9,4 °C (tabela 2).

Pentru a răspunde la întrebarea pusă se aplică metoda de calcul stabilită în lucrarea de faţă. În acest scop, pentru cazul funcţionării în condiţiile nominale ($\nu = N$ şi $\sigma_N = 1$), se calculează suprasarcina relativă admisibilă prin epuizarea rezervei de încălzire (vezi datele motorului ASI 315 S din tabela 2):

$$\sigma'_N = \rho_N = \sqrt{\frac{\vartheta_{ad}}{\vartheta_{1N}}(\varkappa_C + 1) - \varkappa_C} = 1{,}11$$

şi se verifică condiţia (11) sub forma:

$$P'_N = \sigma'_N P_N = 83{,}25 \text{ kW} > P_e = 79{,}5 \text{ kW}.$$

Deoarece condiţia de verificare (11) este îndeplinită, se trage concluzia, valabilă pentru cazul în care condiţiile de răcire reale nu sînt mai

slabe decît cele nominale, că motorul analizat corespunde din punctul de vedere al încălzirii pentru acţionarea dată, el suportînd sarcina de durată $P_e = 79{,}5$ kW, fără să se supraîncălzească.

5.2. Utilitatea practică a metodei de calcul prezentate în lucrarea de faţă a fost confirmată în cadrul unui studiu [3], în care s-a pus problema verificării pericolului arderii unui motor asincron cu inele, construit pentru funcţionarea în *RI*, cu ventilaţie proprie, dar utilizat în realitate într-un regim continuu cu încărcare intermitentă (*RCI*), cu reostat de alunecare conectat permanent în circuitul rotoric şi cu ventilaţie exterioară. Acest studiu a fost impus de arderea repetată, într-un timp relativ scurt, a motorului. Deoarece motorul funcţionează în condiţii diferite de cele nominale, pentru stabilirea cauzei acestei avarii, s-a calculat sarcina admisibilă din punctul de vedere al încălzirii în diferitele situaţii în care poate ajunge motorul în exploatare, ţinînd seama şi de rezerva de încălzire din regimul nominal.

În cele ce urmează se prezintă pe scurt calculele ale căror rezultate s-au folosit în [3].

Datele nominale interesante ale motorului sînt: $P_{NI} = 130$ kW, la o durată relativă de funcţionare $DA_N = 60\%$, $n_N = 970$ rot/min, $U_{1N}(\Delta) = 380$ V, $I_{1NI}=276$ A, $I_{2NI}=185$ A, $\varkappa_I=0{,}547$, $\theta_{1NI}=69°C$, $\theta_{2NI}=60°C$ şi clasa de izolaţie *B*, cu $\theta_{ad} = 80°C$.

Din diagrama de sarcină experimentală $I_1 = f(t)$ s-a determinat valoarea curentului mediu echivalent $I_{1e} = 259{,}4$ A. La efectuarea calculelor s-a luat în considerare rezerva de încălzire a statorului, $\theta_{ad} - \theta_{1N} = 11°C$, aceasta fiind cea mai mică.

Aplicînd relaţiile (7) şi (8) pentru valorile sarcinii relative normal admisibile σ_ν, calculate [7] pentru regimurile arătate în continuare, se obţine:

— pentru funcţionarea în RI, cu DA_N, cu ventilaţia proprie nominală (indicele $\nu = NI$) şi cu $\sigma_{NI}= 1$, rezultă $\sigma'_{NI}= \rho_{NI} = 1{,}1165$ şi deci $I'_{1NI} = 308$ A;

— pentru funcţionarea în *RC*, cu ventilaţia proprie nominală (indicele $\nu = NC$) şi cu $\sigma_{NC} = 0{,}822$, rezultă: $\sigma'_{NC} = 0{,}933$, $\rho_{NC} = 1{,}135$ şi deci $I'_{1NC} = 257$ A;

— pentru funcţionarea în RCI real normal, cu ventilaţia exterioară (indicele $\nu = R$) şi cu $\sigma_R = 0{,}972$, rezultă: $\sigma'_R = 1{,}088$, $\rho_R = 1{,}1194$ şi deci $I'_{1R} = 300$ A;

— pentru funcţionarea în *RCI* real fără ventilaţia exterioară (indicele $\nu = A$), cu $\sigma_A = 0{,}757$, rezultă: $\sigma'_A=0{,}867$, $\rho_A = 1{,}145$ şi deci $I'_{1A} =239$ A. Pentru acest caz este exemplificat modul de aplicare a nomogramei din figura 2.

Pe baza acestor rezultate şi aplicînd metoda curentului echivalent [4], [8], [9], s-a putut demonstra necesitatea ventilaţiei exterioare. În adevăr, dacă motorul ar funcţiona numai cu ventilaţia proprie, atunci chiar cu luarea în considerare a rezervei de încălzire din regimul nominal mai rezultă o suprasarcină de durată de 8,5 %. Nefuncţionarea ventilaţiei exterioare conduce inevitabil la arderea motorului, constituind astfel o situaţie de avarie.

6. Concluzii

— La majoritatea motoarelor electrice, supratemperatura medie a înfăşurărilor nu atinge, în condiţiile regimului nominal, valoarea admisă pentru clasa lor de izolaţie. Rezultă, că în limita rezervei de încălzire se poate admite o anumită suprasarcină de durată, fără a periclita viaţa maşinii. Suprasarcina relativă admisibilă prin epuizarea rezervei de încălzire din regimul nominal, calculată faţă de sarcina normal admisibilă în condiţiile de funcţionare reale, poate fi evidenţiată printr-un „factor al rezervei de încălzire" ρ_ν. Mărimile care determină valoarea factorului ρ_ν sînt: θ_{ad}/θ_N, σ_ν şi $\varkappa$. Pentru domeniul valorilor întîlnite frecvent în practică, al acestor mărimi, factorul ρ_ν are valori apreciabile (1,08 ... 1,30), care merită să fie luate în considerare, cu atît mai mult, cu cît σ_ν este mai mic, $\varkappa$ este mai mare şi clasa de izolaţie a motorului este mai slabă. Valorile ρ_ν cele mai mari rezultă în cazurile cînd sarcina normal admisibilă în condiţiile de funcţionare reale este mai mică decît sarcina nominală ($\sigma_\nu<1$).

— Metoda de calcul prezentată în lucrare permite determinarea operativă a unor date cantitative privind posibilitatea măririi sarcinii de durată peste cea normal admisibilă în condiţiile de funcţionare, reale, fără a depăşi încălzirea medie admisibilă. Cunoaşterea unor astfel de date este importantă pentru rezolvarea multor probleme de acţionări cu motoare electrice din practica industrială.

Condiţia care trebuie să fie îndeplinită la alegerea şi verificarea pe baza încălzirii medii la „limită" (cu luarea în considerare a rezervei de încălzire din regimul nominal) a puterii motoarelor electrice de acţionare este cea exprimată sub forma (11), sau sub forma:

$$I'_{x\nu} = \sigma'_\nu I_{xN} = \rho_\nu I_{x\nu} \geqq I_{x_e};$$

$$M'_\nu = \sigma'_\nu M_N = \rho_\nu M_\nu \geqq M_e; \qquad (12)$$

sau

$$P'_\nu = \sigma'_\nu P_N = \rho_\nu P_\nu \geqq P_e,$$

unde σ'_ν şi ρ_ν se calculează cu ajutorul relaţiilor (7), respectiv (8), sau a nomogramei din figura 2.

— Se apreciază, că lucrarea de faţă poate fi utilă tuturor celor care se ocupă cu proiectarea şi exploatarea de acţionări cu motoare electrice.

Bibliografie

[1] STAS 1893—65. Maşini electrice rotative. Condiţii generale.

[2] Buletinele de încercare Nr.: 14, 39, 49, 66, 67, 74, 77, 81, 82, 101, 119, 120, 122, 142, 169, 170, 178, 179, 206, 235 şi 236 din 1968 şi Nr. 247, 265, 270, 273 şi 277 din 1969. C. T. C. Stand de omologare. Fabrica de Maşini rotative. Uzinele Electroputere Craiova.

[3] *Braşovan, M., Bartzer, Şt., Balaci, I.* şi *Popovici, D.* Studiul instalaţiei electrice de acţionare a mecanismului de excavare-ridicare al excavatorului E. 25 de la Balastiera din Ghioroc. Protocol Nr. 2017/1970. Facultatea de electrotehnică din Timişoara, Catedra de Utilizările energiei electrice.

[4] *Braşovan, M.* şi *Bartzer, Şt.* Über die Gültigkeit der Methode der äquivalenten Grössen für die Berechnung der Nennleistung elektrischer Antriebsmo oren. În: Wissenschaftliche Zeitschrift der Elektrotechnik (Leipzig), **17**, nr. 4, 1971, p. 229 — 242.

[5] *Bartzer, Şt.*: Beitrag zur Wahl und Nachrechnung von Elektromotoren, die für Aussetzbetrieb ausgelegt sind und im Kurzzeitbetrieb eingesetzt werden. În: ELEKTRIE **24**, nr. 1, 1970, p. 19—21.

[6] *Bartzer, Şt.*: Observaţii cu privire la utilizarea în regimul continuu a motoarelor electrice cu regimul nominal intermitent". În: Electrotehnica **19**, nr. 3, 1971, p. 88—92.

[7] *Bartzer, Şt.*: Contribuţii la calculul sarcinii admisibile a unor motoare electrice utilizate în alte condiţii decît cele nominale. Protocol Nr. 2017/1970. Facultatea de electrotehnică din Timişoara, Catedra de Utilizările energiei electrice.

[8] *Braşovan, M.* Acţionări electromecanice. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1967.

[9] *Braşovan, M.* şi Seracin, E. Metode noi de proiectare a acţionărilor electrice. Bucureşti, Editura Academiei RSR, 1968.

[10] ××× Manualul inginerului electrician. Vol. II. Maşini electrice. Bucureşti, Editura tehnică, 1954.

[11] *Braşovan, M., Seracin E.* şi *Bogoevici Nicolae.* Acţionări electrice. Probleme şi aplicaţii industriale. Bucureşti, Editura tehnică, 1963.

[12] *Bartzer,, St.* Consideraţii privind studiul solicitării termice a motoarelor electrice de acţionare. În: Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului politehnic din Timişoara (în curs de apariţie)

Intrat în redacţie la 27.IV.197

INVENŢII

Generator de medie frecvenţă

Metalurgia şi construcţia de maşini nu mai pot coexista azi fără folosirea energiei electrice de medie frecvenţă. Această situaţie a condus la dezvoltarea fabricaţiei generatoarelor de medie frecvenţă respectiv a grupurilor convertizoare de medie frecvenţă.

La ora actuală pentru producerea energiei de medie frecvenţă pe cale mecanică rotativă s-au dezvoltat mai ales două tipuri de generatoare: tipul Lorenz şi tipul Guy. Primul este folosit cu precădere pentru producerea curenţilor sub 2500Hz, iar al doilea pentru producerea curenţilor peste 4000 Hz. Pentru frecvenţe cuprinse între 2500—4000 Hz se pot folosi ambele tipuri.

Convertizoarele de medie frecvenţă mai ales atunci cînd sînt făcute pentru frecvenţe mai mari (peste 4000 Hz) prezintă o serie de dezavantaje dintre care principale sînt următoarele:

— randament redus cu atît mai redus cu cît frecvenţa este mai ridicată;

— gabarit mare şi sînt scumpe, cu atît mai scumpe cu cît frecvenţa este mai mare. La acelaşi gabarit de exemplu, puterea unui generator de 10.000 Hz este aproximativ numai jumătate din a celui de 1000 Hz şi aproximativ 70% din aceluia de 4000 Hz;

— în cele mai multe cazuri funcţionarea în sarcină nu poate fi făcută fără folosirea unui condensator serie [1], ceea ce în multe cazuri poate duce la o mare nesiguranţă în funcţionare [2] şi la distrugerea convertizorului;

— fac un zgomot, care fără exagerare poate fi numit infernal. Din acest motiv aceste grupuri convertizoare se montează în încăperi separate, căci în cazuri contrarii duc la îmbolnăvirea personalului care lucrează în apropiere.

Din aceste motive prezintă mare interes realizarea unui grup convertizor de medie frecvenţă cu randament ridicat, cu preţ de cost redus, cu mare siguranţă în funcţionare şi care în plus să fie silenţios.

În urma unor îndelungate şi minuţioase studii şi experimentări, Uzina de Maşini Electrice Bucureşti (UMEB) a reuşit să fabrice şi să livreze în mod curent un tip de generator de medie frecvenţă, care înlătură toate dezavantajele menţionate mai înainte. Generatoarele funcţionează pe principiu Guy. În momentul de faţă UMEB produce trei tipuri de grupuri convertizoare: unul de 125 kW la 2500 Hz, unul de 50 kW la 8000 Hz şi unul de 100 kW la 8000 Hz.

Sistemul constructiv este brevetat în principalele ţări industriale din lume. În România el este protejat de următoarele brevete:

1. Brevet român nr. 42449 cu titlul: „Procedeu constructiv pentru micşorarea pierderilor în fier la generatoarele de medie frecvenţă, autori ing. Bunea Victor şi prof. dr. ing. Ţugulea Andrei;

2. Brevet român nr. 52414 cu titlul: „Procedeu constructiv pentru îmbunătăţirea caracteristicilor generatoarelor de medie frecvenţă, autor ing. Bunea Victor;

3. Brevet român nr. 52274 cu titlul: „Procedeu constructiv pentru realizarea silenţiozităţii la agregate electrice rotative" autori: ing. V. Bunea, Sălceanu Gh. şi Buncianu Ion.

Înainte de a trece la descrierea caracterelor care formează obiectivul celor trei invenţii este util să se treacă pe scurt în revistă vechile sisteme şi motivele care făceau ca aceste vechi sisteme să fie dezavantajoase.

Principiul de funcţionare al generatorului este descris destul de amănunţit în [1], [2].

Cauza principală a dezavantajelor arătate mai înainte a acestor maşini, rezidă în faptul că, spre deosebire de maşinile sincrone normale, caracteristicile lor de funcţionare prezintă maxime. Figura 1 reprezintă caracteristica de gol a unui astfel de generator, adică tensiunea V_0 la borne funcţie de curentul i_f de excitaţie, iar figura 2 caracteristica de sarcină a aceluiaşi generator adică puterea activă debitată în funcţie de acelaşi curent de excitaţie. Se vede din aceste figuri că atît tensiunea de gol cît şi puterea activă debitată au maxime V_{0max} respectiv P_{amax}. O mărire a curentului de excitaţie peste aceste valori este nu numai inutilă dar chiar dezavantajoasă. În loc să se obţină o mărire a puterii, se obţine o micşorare a acesteia pe lîngă faptul că pierderile în excitaţie şi încălzirea cresc inutil. Atît teoria [2] cît şi experienţa arată că cu cît sarcina este mai capacitivă vîrful P_a este situat mai sus. Însă simultan

cu ridicarea puterii debitate creşte şi tensiunea la borne, care în cele mai multe cazuri devine periculoasă funcţionării. Se poate dovedi că o sarcină dacă nu este prea capacitivă cos $(-\Phi) \geqslant 0{,}8$ nu implică o creştere periculoasă a tensiunii la bornele generatorului. Este deci important ca generatorul să poată fi făcut încît să debiteze puterea activă cerută la cos $\Phi = 1$ sau cel puţin la cos Φ capacitiv $= 0{,}8$.

Or tocmai aici se întîmpină dificultăţi, deoarece în special la frecvenţe ridicate reactanţa fiind mare impune ca sarcina exterioară să fie foarte capacitivă cos $\Phi_{cap} \approx 0{,}5$. În această situaţie este necesar fie să se mărească gabaritul generatorului

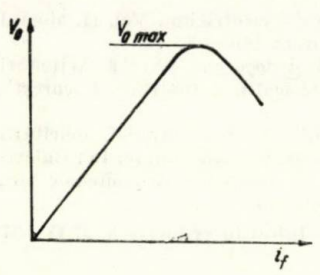


Fig. 1

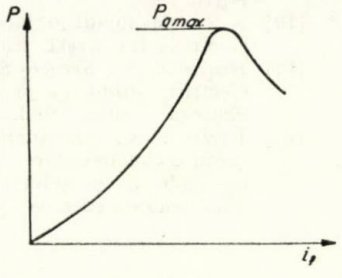


Fig. 2

pentru a reduce reactanţa lui sincronă, fie să se folosească un condensator serie care să compenseze această reactanţă. Dacă în cazul al doilea în funcţionare sarcina se scurtcircuitează parţial sau total, generatorul rămîne încărcat numai pe capacitate, ceea ce duce la supratensiuni şi supracurenţi, care pot distruge atît generatorul cît şi condensatorul. Ori asemenea scurtcircuite pot interveni foarte des în cazul exploatării unor asemenea generatoare, unde pentru călire superficială se foloseşte apa. Din acest motiv se preferă ca generatorul să fie supradimensionat, cu consecinţa că se obţine un grup convertizor scump avînd o capacitate termică simţitor mai mare ca sarcina la care este încărcat.

Problema se soluţionează numai dacă se va putea realiza un generator cu un vîrf de sarcină cît mai sus posibil la un cos Φ cît mai aproape de 1, lucru care s-a putut obţine prin invenţiile arătate la început şi numai după un studiu aprofundat teoretic.

Era de altfel ştiut că cauza care provoca apariţia vîrfului de sarcină P_{amax} (fig. 2) în caracteristica de funcţionare a generatorului de medie frecvenţă este saturaţia. Bineînţeles că tot aceasta provoacă şi în gol vîrful V_{omax} (fig. 1). Dar în timp ce determinarea vîrfului V_{omax} s-a putut determina suficient de exact, calculul vîrfului P_{amax} în sarcină era eronat studiat.

Experienţele arătau mereu că vîrful P_{amax} calculat era totdeauna mult mai sus decît realitatea şi această diferenţă era cu atît mai mare cu cît frecvenţa pentru care era destinat generatorul era mai mare. La 10.000 Hz de pildă, diferenţele între măsurători şi calcul erau considerabile.

În urma studiilor şi experienţelor care s-au efectuat la UMEB s-a putut stabili că cauza care provoacă în cele mai dese cazuri o cădere considerabilă a vîrfului caracteristicii de sarcină este efectul magnetic skin din tole [3]. În lucrarea citată [3] se arată că, spre deosebire de mersul în gol, la sarcină apare un termen suplimentar :

$$C_1 R_a = (2\rho_1 h\lambda_1/\sigma_1)\, \theta_1 R_a \qquad (1)$$

care duce la o cădere mare a vîrfului caracteristicii de sarcină, în timp ce la mersul în gol acest termen nu intervine, lucru care nu era cunoscut înainte. Nu este cazul aici să dăm detalii [3] asupra semnificaţiilor acestui termen suplimentar. În relaţia de mai sus R_a este rezistenţa ohmică a receptorului formînd sarcina, produsul $h\lambda_1$ depinde de geometria tolei generatorului şi de numărul de spire al bobinajului indus, coeficienţii ρ_1, σ_1 sînt apropiaţi de unitate şi reprezintă efectul armonicii a 2-a al fluxului şi respectiv efectul magnetic skin la funcţionarea în gol şi care pot fi eventual neglijate, iar θ_1 reprezintă unghiul de decalaj dintre inducţia amplificată de la frontiera tolei faţă de inducţia medie în tolă, decalaj care poate avea uneori o valoare apreciabilă.

Aceasta fiind situaţia, obiectivul celor două invenţii 42449 şi 52414 este de a micşora la maximum valoarea termenului suplimentar (1) şi de a menţine pierderile în fier mici.

Primul caracter tehnic nou al invenţiei 52414 este numărul n_1 de spire al bobinajului indus, care trebuie să fie cît de mic posibil. Potrivit invenţiei, n_1 trebuie ales astfel încît la mersul în gol generatorul să nu dea o tensiune mai mare decît tensiunea nominală. Din contră este chiar preferabil ca la mersul în gol V_{0max} (fig. 1) să fie mai mic decît tensiunea nominală. Pentru a concretiza mai bine să presupunem că din calculul de proiectare a rezultat că, pentru ca generatorul să dea tensiunea nominală la gol are nevoie de un număr n_1 de spire indus cuprins între 5 şi 6. În acest caz nu se vor alege 6 spire sau chiar mai multe spire, ci invers se vor alege 5 spire cu riscul ca la mersul în gol generatorul să nu fie în stare să dea tensiunea nominală.

Acest procedeu de a stabili numărul de spire al bobinajului indus este complet diferit şi se poate considera că este chiar opus metodelor cunoscute de stabilire al numărului de spire al unui generator electric în general, respectiv al unui generator de medie frecvenţă în particular. Acestea sînt făcute ca să asigure la mersul în gol o tensiune mai mare decît tensiunea nominală, motiv pentru care normele internaţionale precum şi STAS-1893 sînt nevoite chiar să limiteze valoarea tensiunii care poate să apară la mersul în gol la 1,5 x tensiunea nominală.

Potrivit invenţiei, asigurarea tensiunii nominale în sarcină este realizată prin aceea că generatorul este pus să lucreze la o sarcină uşor capacitivă, aşa cum s-a mai spus.

Explicaţia acestei soluţii tehnice neaşteptate este cu aproximaţie următoarea :

Prin reducerea numărului de spire, efectul pelicular în tole scade cu patratul numărului de spire, realizîndu-se o urcare corespunzătoare a vîrfului caracteristicii de sarcină. În schimb numărul de spire nu are nici o influenţă asupra efectului pelicular la funcţionarea în gol, astfel încît tensiunea de mers în gol scade, aşa cum se cunoaşte, numai simplu proporţional cu numărul de spire. Efectul final este deci pozitiv.

Al doilea element de noutate din invenţie este raportul între pasul t al crestăturilor de reluctanţă şi lăţimea d a dintelui de reluctanţă. Potrivit invenţiei acest raport trebuie să fie cuprins între 0,25 şi 0,4 depinzînd de frecvenţă şi acest caracter este contrar recomandărilor din literatură şi practicii curente, care recomandă ca acest raport să fie mai mare ca 0,4 [4] independent de frecvenţă.

Explicaţia efectului pozitiv al micşorării acestui raport este foarte simplă pe baza relaţiei (1). Micşorarea raportului d/t micşorează mărimea λ_1 din relaţia (1) şi deci micşorează şi scăderea curentului de sarcină datorită efectului pelicular din tole în schimb ce tensiunea de mers în gol este practic neinfluenţată.

Al treilea element de noutate din invenţie se referă la forma şi înălţimea dintelui de reluctanţă. Asupra acestei probleme nu există practic nimic clarificat. Studiile şi experimentările făcute la U. M. E. B. şi la Institutul Politehnic Bucureşti au arătat că înălţimea h a dintelui trebuie micşorată.

Potrivit invenţiei raportul h/d trebuie să fie cuprins între $0{,}3 + 1$.

Al patrulea element de noutate al invenţiei se referă la poziţia conductoarelor indus în raport cu întrefierul. Potrivit invenţiei aceste conductoare trebuie plasate cît mai aproape de întrefier cu riscul de a deteriora forma dinţilor de reluctanţă adiacenţi crestăturii indus.

Acest caracter care multora li s-ar părea lipsit de importanţă şi de noutate este totuşi nou, important şi contrar practicii de pînă acum. Într-adevăr, toţi constructorii de generatoare de tip Guy plasează conductoarele indus deasupra dinţilor de reluctanţă. Motivul pentru care se procedează astfel se datoreşte faptului că în toate teoriile elaborate pînă acum asupra acestui generator [4], reactanţei de scăpări a indusului nu i s-a acordat nicio importanţă. Ori în [1] s-a arătat marea impor-

tanţă pe care o are această reactanţă în apariţia vîrfului caracteristicii de scurtcircuit şi indirect de sarcină.

Potrivit invenţiei 52414 reactanţa de scăpări indus a generatoarelor este simţitor mai mică ca la generatoarele convenţionale, cu dezavantajul că lăţimea dinţilor de reluctanţă adiacenţi crestăturii indus nu mai satisfac relaţia de optimum arătată mai înainte.

Folosirea simultană a tuturor caracterelor tehnice arătate mai sus, duce la o structură electromagnetică a generatoarelor

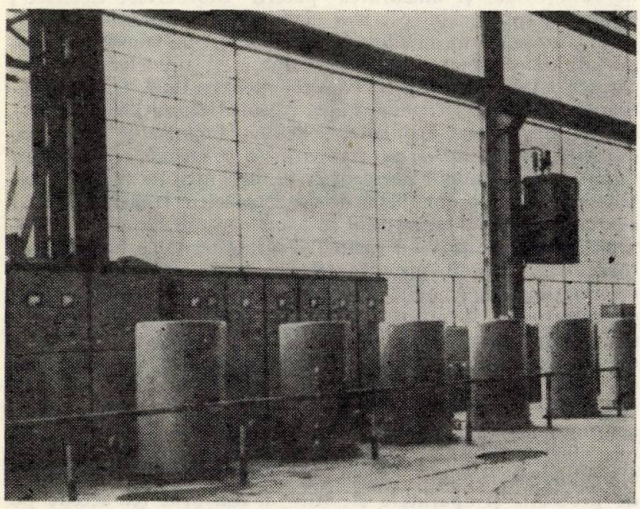


Fig. 3

de medie frecvenţă total diferită de cea convenţională, folosită pînă acum.

Este de la sine înţeles că realizarea unor grupuri convertizoare superioare din punct de vedere al utilizării energetice, nu putea fi considerată satisfăcătoare atît timp cît zgomotul considerabil pe care îl produc convertizoarele convenţionale nu putea fi redus.

Din acest motiv, brevetul român 52274 completează în mod ideal cele două brevete 42449 şi nr. 52414, care s-au descris mai sus.

Este evident că azi problema silenţiozităţii este o problemă majoră în toată lumea, de acelaşi nivel ca problema poluării aerului. Mijloacele de combatere a zgomotelor în maşinile electrice sînt studiate în numeroase lucrări ştiinţifice [5] şi sînt în general cunoscute. O soluţie unică utilizabilă în mod general nu se poate da. Fiecare caz trebuie tratat în mod separat.

Caracterele tehnice care formează obiectivul brevetului român nr. 52274 sînt următoarele:

— agregatul se reazemă în mod elastic prin arcuri pe o placă de bază fie direct pe podeaua sălii maşinilor fie pe un soclu simplu. O fundaţie specială nu este necesară. În felul acesta o bună parte din vibraţiile convertizorului sînt mult amortizate şi zgomotele diminuate;

— agregatul este acoperit complet, inclusiv placa de bază practic pînă la podea cu o capotă metalică sau nemetalică căptuşită cu pernă antifonică de exemplu cu poliuretan expandat şi înconjurînd agregatul cît mai strîns posibil fără însă a veni în atingerea cu el;

— placa de borne este plasată sub agregat tocmai pentru a permite ca capota să înconjoare agregatul, care reprezintă sursa de zgomot, cît mai strîns cu putinţă;

— cablurile de conexiune sosesc la această placă de borne tot pe dedesubt în interiorul capotei prin găuri potrivite practicate în placa de bază.

Este de la sine înţeles că în condiţiunile caracterelor de mai sus agregatul convertizor nu poate fi prevăzut cu o ventilaţie exterioară care ar face un zgomot mare. Din acest motiv grupurile convertizoare potrivit invenţiei sînt prevăzute cu o răcire cu apă în circuit deschis pentru statoare şi cu o răcire cu aer în circuit închis în interiorul capotei pentru rotoare. Aerul acesta de circulaţie interioară parcurge un schimbător de căldură apă-aer.

Invenţia şi noutatea soluţiei tehnice constă tocmai în combinaţia elementelor tehnice mai sus descrise. Este de remarcat în special plasarea plăcii de borne sub agregat ceea ce pentru o maşină electrică aşezată direct pe podea este contrar uzului şi în oarecare măsură dezavantajos. În acelaşi sens şi aducerea conexiunilor pe dedesubt este de asemenea neobişnuită. Efectul de silenţiozitate obţinut este însă cu mult mai avantajos în raport cu micul dezavantaj pe care îl aduce plasarea plăcii de borne sub agregat.

Uzina de Maşini Electrice Bucureşti a fabricat pînă azi peste 200 convertizoare potrivit invenţiilor menţionate, care funcţionează perfect în diferite părţi ale ţării, precum şi în străinătate. Cu ajutorul acestor agregate industria a făcut un pas înainte.

Agregatul a primit medalia de aur la salonul invenţiilor de la Viena, unde a fost expus în martie 1969.

Fotografia (fig. 3) arată un lot de astfel de convertizoare aflate în funcţiune la Uzina Tractorul din Braşov.

Bibliografie:

[1] *Bunea, V.* Generatorul de frecvenţă ridicată în sarcină. În: Electrotehnica nr. 12, 1958 p. 444—453.

[2] *Bunea, V.* Theory of medium frequency pulsating field machines". În: Proc. IEE, vol. 111, nr. 7, iulie 1964, p. 1324—1332.

[3] *Bunea, V.* Magnetic skin effect in medium frequency machines". În: Proc. IEE, vol. 117, no. 7, iulie 1970, p. 1303—1308.

[4] *Pohl, R.* Theory of pulsating field machines. În: Journal IEE, 1946, p. 37—47.

[5] Siemens-Zeitschrift Mai 1935 pag. 157—168. „Wege zur Geräuschverminderung an elektrischen Maschinen".

Ing. *V. Bunea*

RECENZII

CZ 621.3(024)

Memoratorul inginerului electrician. Bucureşti, Editura Tehnică, 1971, 861 pag.

Lucrarea este traducerea românească a lucrării FORMEL-UND TABELLENBUCH FÜR STARKSTROM-INGENIEURE, editată de firma Siemens AG. La baza traducerii stă ultima ediţie, a patra, a lucrării originale.

Versiunea românească a fost completată cu cîteva subcapitole şi pusă în concordanţă cu standardele noastre. Lucrarea este împărţită în patru părţi.

Partea I-a, intitulată „Noţiuni fundamentale", cuprinde patru capitole (200 p) şi anume : Unităţi de măsură, cu definirea unităţilor de bază ale Sistemului Internaţional, transformările la trecerile în diferite sisteme încă folosite ; Proprietăţile materialelor, cu o prezentare sumară a structurii materiei tabele cu caracteristicile materialelor conductoare, izolante, magnetice etc., materialele semiconductoare cu accent pe fenomenul Hall şi sondele magnetorezistive, acustica ; Metode de calcul în electrotehnică, capitol care cuprinde metode, formule matematice de calcul şi tabele. Se dau tabele cu valorile principalelor funcţii folosite de inginerul de curenţi tari ca : serii, spectre ale principalelor funcţii. Un paragraf este destinat metodelor numerice de aproximare pentru ecuaţii diferenţiale de ordinul 1, de ordinul 2, interpolarea numerică a funcţiilor şi transformata Laplace. Se trece apoi la problemele de electrotehnică ; cîmpuri plane, regulile de semn şi sens, mărimi complexe şi calculul circuitelor de curent alternativ, cuadripolul pasiv, linia lungă şi regimuri nesimetrice tratate cu componente simetrice ; — Mărimi electrice şi magnetice, reprezintă ultimul capitol al primei părţi. Aici sînt date definiţii şi relaţii de calcul, în ordinea alfabetică, pentru mărimi electrice şi magnetice.

Partea a II-a a lucrării tratează probleme de instalaţii şi echipament pentru producerea, transportul şi distribuţia energiei electrice. Ca volum, această parte ocupă aproximativ jumătate din lucrare şi tratează pe parcursul a cinci capitole următoarele probleme : Centrale electrice, cuprinzînd consumuri specifice de abur şi de căldură, producerea aburului cu combustibili clasici, turbine cu abur, date legate de calculul componentelor şi materialelor ca : ventilatoare, pompe centrifuge, schimbătoare de căldură, cerinţe pentru apa utilizată. Producerea aburului din energia nucleară cu principalele probleme : noţiuni de tehnică a reactoarelor nucleare, combustibili nucleari, tipuri de reactoare, gradul de ardere a combustibilului, temperaturile şi fluxurile termice în barele de combustibil şi în canalul de răcire. Ultimul paragraf al acestui capitol este destinat instalaţiilor hidroelectrice. Sînt tratate sumar tipurile de centrale, turbine hidro şi echipamentul electric şi, foarte sumar, lucrările pregătitoare la locul de amplasare ; Capitolul următor (al 6-lea) este destinat unor probleme generale ale maşinilor electrice. Se începe cu tipuri constructive, urmînd în ordine : protecţia maşinilor contra atingerilor şi contra apei, limitele de temperatură admisibile ale materialelor electroizolante folosite la maşini şi transformatoare, răcirea maşinilor electrice ; Capitolul 7 este destinat caracteristicilor maşinilor electrice. Se tratează maşina sincronă cît priveşte caracteristicile, reactanţele şi constantele de timp ale acestei maşini. Maşina de curent continuu este tratată foarte sumar şi sînt date doar ecuaţiile de funcţionare şi cîteva caracteristici. Se amintesc problemele de pornire, reglaj de viteză şi frînare. Motorul sincron ; puţină teorie, diagrama cercului, pornirea, reglarea vitezei şi frînarea, apoi ceva despre motorul cu dublă colivie şi cu bare înalte (teorie şi tabele cu date). Acţionările electrice, ultimul paragraf al acestui capitol, sînt reprezentate prin : caracteristicile mecanice, timpul de pornire, regiumuri de funcţionare şi măsurarea puterii motoarelor electrice ; Capitolul care ocupă cel mai mare volum, aproximativ 220 pag., tratează despre Reţele electrice, staţii de transformare şi mutatoare. Probleme tratate : parametrii reţelelor şi valori caracteristice, scheme echivalente pentru linie, transformatoare şi reactoare. Urmează apoi calculul curenţilor de scurtcircuit în sisteme trifazate, solicitări termice şi mecanice datorită curentului de scurtcircuit. Se continuă cu protecţia împotriva tensiunilor accidentale în instalaţii de curenţi tari. Ultima parte a problemelor de staţii tratează transformatorul (definiţii, reglajul raportului de transformare, grupe de conexiuni, probleme privind răcirea şi caracteristicile transformatoarelor). Paragraful mutatoarelor tratează problemele legate de funcţionarea, scheme, protecţia şi proiectarea unor instalaţii cu mutatoare. Ca mutatoare sînt tratate : redresorul, invertorul, convertizorul static, variatoare, de tensiune alternativă şi variatoare de tensiune continuă. Ultimele paragrafe ale capitolului tratează probleme legate de proiectarea, instalarea şi exploatarea instalaţiilor de condensatoare, cablurile, liniile aeriene şi instalaţii electrice ; Capitolul al 9-lea tratează aparatele electrice. La acest capitol se atacă probleme legate de aparatele de comutaţie (joasă şi înaltă tensiune), aparatele de protecţie şi aparatele electrice de măsurat (cu accent pe transformatoarele de curent şi contoare electrice).

Partea a III-a. Instalaţii de utilizare a energiei electrice cuprinde patru capitole : Tracţiunea electrică (pornind de la probleme de ecartament, gabarite de trecere se trece la vehicule motoare şi linia de contact ; Încălzirea electrică industrială tratează cuptoarele electrice cu arc şi inducţie, încălzirea pieselor la diferite frecvenţe tratamentul bazat pe încălzirea dielectricului, sudarea electrică (prin arc, prin presiune, procedee speciale) ; Electrochimia, cu tehnica galvanizării, pile de combustie, baterii de acumulatoare ; Tehnica iluminatului şi tehnica ventilaţiei industriale încheie această parte.

Ultima parte, a IV-a, se ocupă de tehnica reglării automate şi automatizarea. Sînt tratate : Sisteme de reglare automată (noţiuni fundamentale, dispozitive de reglare, lanţ de reglare şi buclă de reglare automată) ; Sisteme cu circuite electronice pentru prelucrarea informaţiei ; Aplicaţii din tehnica reglării automate.

Trecerea în revistă a principalelor probleme tratate în lucrare ne permite să ne formăm deja o imagine asupra valorii acestei cărţi. Dacă la acest lucru mai adăugăm cantitatea mare de date prezentate sub formă de tabele şi diagrame (utile), care ocupă peste jumătate din volumul lucrării se completează imaginea formată.

Trebuie amintit însă şi faptul că, în lucrare apar unele mărimi din sistemul CGS (Gs, Oe, Mx), cap. 2, cap. 4, pe care STAS 373/8 — 68 le consideră mărimi tolerate temporar doar pînă la 1.01.1971 în tipărituri.

Incontestabil, cartea este o lucrare foarte valoroasă care nu trebuie să lipsească din biblioteca inginerului de curenţi tari. Ea va fi de un real folos şi acelora, specialişti în alte domenii, care vin în contact cu această parte a electrotehnicii.

Ing. *G. Titz*

REFERATE

CZ 537 568 *Acţiunile ionilor*

CZ 537.22.6.8

Coelho, R. şi Debeau, I. **Acţiunea razelor ionizante asupra dielectricilor** (Action des rayonnements ionisants sur les dielectriques). În : Revue Générale de l'Électricité, nr. 7—8 iulie-august 1971, p. 601—612, 15 fig. 16 ref. bibl.

Articolul este o sinteză a studiilor întreprinse pe o durată de zece ani în problema interacţiunii dintre raze ionizate şi dielectrici. Subiectele dezvoltate se referă la următoarele probleme : procesele primare de emisie şi influenţa lor asupra degradării materialelor izolatoare ; modificările permanente de structură şi modul de ameliorare a funcţionării dielectricilor ; influenţa temperaturii asupra compoziţiei de bază a materialele izolatoare ; modalitate de clasificare a materialelor izolante cum ar fi : mica, ceramica, policarbonatele, tantanul etc ; căile noi de cercetare şi modul lor de aplicare în conceperea şi exploatarea dielectricilor.

Pentru fiecare tip de dialectric discutat se dau caracteristicile electrice şi mecanice. Se trasează pentru fiecare materiale curbele de variaţie ale pierderilor dielectrice şi se indică căile pentru ameliorarea lor. Se precizează tendinţele noi de concepere şi realizare a dielectricilor şi se arată condiţiile optime de exploatare astfel încît pierderile de materiale şi de energie să fie minime.

A. C.

CZ 620.9 *Economia energiei în general*

CZ 620.9

Grosu, Şt. **„Achievements and Prospects in the Utilization of Kinetic Energy"** (Realizări şi perspective în utilizarea energiei cinetice). În : IEEE Transactions on Industry and General Applications, vol. IGA-6, nr. 6, noembrie/decembrie 1970, p. 647.

Autorul îşi propune să realizeze o instalaţie electromecanică de acumulare de energie sub forma energiei cinetice. Această energie poate fi utilizată în diferite scopuri, de exemplu în sudura electrică cu arc, pentru care autorul dă o serie de detalii foarte interesante. Instalaţia cuprinde în principiu un convertor static cu tiristoare de frecvenţă variabilă care alimentează un motor asincron cuplat cu un volant. Se elimină în acest fel necesitatea rezistenţelor de pornire, randamentul energetic este ridicat şi, prin utilizarea unor frecvenţe mai ridicate decît cea industrială, se creşte viteza motorului şi se reduc dimensiunile generale ale motorului şi volantului, putîndu-se acumula o energie cinetică relativ mare în masa relativ mică a volantului. Autorul imaginează scheme electrice inedite de utilizare a energiei cinetice acumulate în vederea obţinerii unui generator de sudură electrică cu arc. Se demonstrează că se poate obţine o putere medie în arc de aproximativ 5 kW cu ajutorul unei instalaţii cu volant alimentată de la o sursă doar de 1 kW. Timpul posibil de realizare a unei cusături de sudură este de ordinul zecilor de secunde, energia acumulată fiind suficientă. În pauza dintre operaţiile propriu-zise de sudare, volantul este din nou accelerat, stocîndu-se din nou energie.

Autorul abordează problema şi din punct de vedere teoretic, precizînd modul de funcţionare a instalaţiei şi stabilind formule practice de calcul.

Întreaga lucrare are caracter original, fiind de mare actualitate şi prezentînd o deosebită valoare practică.

Aş dori să precizez că organizaţia IEEE-IGA din SUA a acordat distincţia „Honorable Mention" pe anul 1970 articolului pe care l-am recenzat în cele de mai sus.

Prof. dr. ing. *Al. Fransua*

CZ 621.3 *Electrotehnica generală*

CZ 621.3.014.3 : 621—52.01

Hocahriner, A. **O considerare a areului electric din punct de vedere a teoriei reglajului. Teoria cibernetică a areului.** (Eine regelungstechnische Betrachtung des elektrischen Lichtbogens.

„Kybernetische Theorie des Lichtbogens"). În E. T. Z.-A, **92**, nr. 6, 1971, p. 367—371.

Autorul pleacă de la constatarea că teoriile actuale privind ecuaţia arcului electric (Mayr, Cassie ş. a) plecînd de la procese elementare şi făcînd unele simplificări reduc aplicabilitatea lor în practică.

În continuare se consideră arcul electric ca un circuit de reglaj. Ca element de bază este considerată energia arcului, mai precis echilibrul energetic în coloana de arc. Elementele circuitului de reglaj (fig. 1) sînt : g-conductanţa arcului,

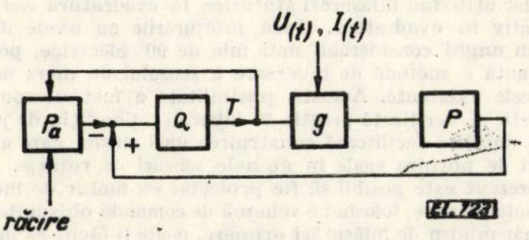


FIg. 1

P-puterea dezvoltată în arc, P_a-puterea cedată mediului, Q-energia arcului, T-temperatura arcului. Ecuaţia de bază pentru echilibrul energetic este $dQ/dt = P - P_a$. Se consideră că toate mărimile sînt funcţie de temperatura absolută, T, a coloanei arcului. Autorul studiază apoi caracteristica statică a arcului şi ajunge la concluzia că ea poate fi negativă sau pozitivă, arătînd şi condiţiile în care pot apărea cele două cazuri.

Se studiază şi comportarea dinamică a arcului. Considerînd variaţii mici pentru mărimile de bază şi înlocuindu-le în ecuaţia echilibrului energetic se obţine ecuaţia în regim dinamic, $dg/dt = \frac{G - g}{\tau}$, ecuaţie ce corespunde cu cea admisă de autor în lucrări anterioare [1], [2].

Se trece apoi la studiul constantei de timp, τ, arătîndu-se că această mărime nu este o constantă. Autorul ajunge la concluzia că „constanta de timp" are un maxim şi descreşte atît pentru curenţi intenşi cît şi pentru curenţi de intensitate redusă.

În lucrare este studiată şi problema stabilităţii arcului în două ipoteze : 1) la curent constant şi 2) la tensiune constantă.

Următorul paragraf este dedicat caracterului statistic al arcului din întreruptoare. Se arată că, comportarea statistică a procesului de întrerupere (a puterii de rupere) este datorat în mare măsură comportării statistice a arcului electric. La arc se consideră că în principal puterea evacuată şi ca atare constanta de timp au caracter statistic pronunţat.

În final se tratează problema unui model analogic al arcului. Se arată că pe baza consideraţiilor teoretice din lucrare este posibil de a se construi un model (se dă chiar o schemă de principiu) care poate caracteriza un întrerupător într-un model de reţea.

Bibliografie

[1] *Hochrainer, A.* Einige Bemerkungen zum Stromnulldurchgang in Wechselstromschaltern. În : E.u.M, **87** nr. 1, 1970 p. 15—19.

[2] *Grutz, A.* şi *Hochrainer, A.* Rechnerische Untersuchung von Leistungsschaltern mit Hilfe einer verallgemeiten Lichtbogentheorie. În : E.T.Z.-A, **92** nr. 4, 1971, p. 185—191.

Notă

Relaţiile (32) şi (33) din lucrarea analizată trebuie corectate după cum urmează :

$$\gamma = -\tau \overline{p}_a \frac{G'}{Q'}\left(1 - e^{\frac{t}{\tau}}\right) \qquad (32)$$

şi

$$\gamma = \overline{\tau}\, \overline{p}_a \frac{G'}{Q'}\left(1 - e^{\frac{t}{\tau}}\right) \qquad (33)$$

Gh. T.

CZ 621. 313 *Mașini electrice*

CZ 621.313.333.2–581.3.025.1

Wallace, K. A. **O nouă metodă pentru schimbarea sensului de mers la motoarele de inducție monofazate cu rotor în colivie** (Novel method for reversal of single–phase squirrel — cage induction machines). În: Proc IEE, vol. **118**, nr. 3/4 martie/aprilie 1971, pag. 550–554, 10 fig.

Pentru schimbarea sensului de rotire a motoarelor de inducție monofazate au fost elaborate mai multe sisteme, majoritatea lor utilizînd înfășurări statorice în cvadratură sau aproximativ în cvadratură. Dacă înfășurările au axele dispuse la un unghi considerabil mai mic de 90° electrice, poate fi obținută o metodă de inversare a sensului de mers diferită de cele existente. Această posibilitate a fost demonstrată teoretic și verificată practic în laborator. Condiția de proiectare stabilită facilitează construirea unei mașini care are cupluri de pornire egale în ambele sensuri de rotație. Astfel în prezent este posibil să fie proiectat un motor de inducție monofazat care, folosind o schemă de comandă obișnuită și un număr minim de înfășurări primare, poate fi făcut să îndeplinească fie funcții similare fie, dacă este necesar, funcții mult diferite în cele două sensuri de rotație. Noul sistem de inversare al sensului de rotație propus este capabil să producă caracteristici cuplu — viteză considerabil superioare celor obținute cu sistemele cu înfășurare în cvadratură.

Diferența dintre costurile înfășurărilor realizate pentru cele două sisteme, care depinde de metoda de calcul și de destinația motorului, este mică în comparație cu costul înfășurării principale. Totuși în cazul în care este necesar un cuplu mare de pornire, metoda de pornire cu înfășurare în cvadratură chiar utilizînd două înfășurări auxiliare, este de neînlocuit.

T. C.

CZ 621. 315 *Transmisia energiei electrice. Linii aeriene. Conductoare. Cabluri. Materiale izolante*

CZ 621.315.33.014.3

Morgan, T. V. **Dimensionarea conductoarelor pentru curenți de scurtă-durată** (Rating of conductors for short-duration currents). În: Proc. IEE, vol. **118**, nr. 3/4, martie/aprilie 1971, pag. 555–570, 13 fig, 6 tabele.

Creșterea de temperatură a conductorului în condiții adiabatice poate fi calculată cu suficientă precizie dacă variația lui $\int J^2\,dt$ sau energiei disipate este cunoscută sau poate fi calculată. Utilizarea variației patratice cu temperatura pentru toate proprietățile termofizice ce interesează, în locul variației liniare, conduce la o concordanță mai bună a rezultatelor teoretice cu cele experimentale. În prezent există ecuații stabilite care permit calculul foarte precis al încălzirii atunci cînd se cere. Atunci cînd o precizie deosebită nu este necesară, pot fi folosite ecuații mai simple, cu o rezolvare ușoară.

Cu excepția cazurilor în care densitățile de curent sînt foarte mari, iar duratele de pre-arc foarte scurte, conductorul numai rareori se topește complet înainte de a se rupe. Atunci cînd valoarea critică pentru cupru a produsului dintre densitate și rezistență, depășește $Jr_s = 2\times10^6$ A/m topirea începe de la exteriorul conductorului, iar sub această valoare topirea începe de la axă.

Degradarea cumulativă a rezistenței la întindere a conductorului, atunci cînd este supus la șocuri repetate de curent, poate fi calculată cu destulă precizie.

Există însă informații puține asupra efectelor încălzirii de scurtă-durată la temperaturi ridicate, în special în cazul conductoarelor divizate tensionate și din această cauză metoda de calcul propusă nu poate fi recomandată pentru uz general.

T.C.

CZ 621.315.611–158.36

x x x **Materiale izolante la temperaturi înalte, pentru cabluri și conductoare** (High temperature insulating materials for cables and conductors). În: Electrical Review, vol. **188**, nr. 21, mai 1971, p. 691–693, 6 fig.

Politetrafluoroetilena a fost realizată în 1938, la care s-a adăugat apoi realizarea propilenei — etilenei fluorinate. Ambele materiale sînt cunoscute sub numele de „teflon" și sînt folosite pe scară largă în electrotehnică, la izolarea cablurilor și conductoarelor ca și în industria chimică și alte domenii. Sînt cu deosebire recomandate atunci cînd se cere stabilitate la temperaturi înalte și la umezeală.

Proprietățile dielectrice deosebite ale acestor materiale sînt neafectate de temperatură, înaltă frecvență sau apă. Constanta dielectrică și tg δ ale acestor materiale sînt mai scăzute decît ale tuturor materialelor solide cunoscute. Comportarea la înaltă tensiune este foarte bună, cu condiția să nu fie supuse la acțiunea descărcărilor parțiale. Proprietățile antiadezive excepționale ale teflonului fac ca suprafața izolantă să nu fie contaminată, rezistența superficială fiind mai mare de $10^{16}\Omega$, iar rezistența specifică mai mare de $10^{18}\Omega$ cm. Politetrafluoroetilena poate funcționa continuu la 260°C, iar propilenaetilena — florinată la 205°C, astfel încît conductoarele izolate cu acest material pot fi utilizate la cablurile de încălzire, cablurile de legătură, la aparatele de măsurare a temperaturii, cablajul turbinelor etc. Rezistă bine la vid și radiația nucleară, dar au o slabă stabilitate la radiația de ionizare. Rezistența la întreruperi este foarte bună. Expuse timp de 15 ani în condiții de atmosferă marină nu au prezentat nici un fel de schimbări detectabile. Rezistența chimică nelimitată a celor două materiale fac să fie folosite la izolarea conductoarelor ce urmează să fie supuse acțiunii unor medii puternic corozive. Fiind neinflamabile, aceste materiale se utilizează acolo unde se cere o siguranță deosebită.

T. C.

CZ 621. 316 *Distribuirea energiei electrice. Redeschiderea și închiderea circuitelor*

CZ 621.316.57.027.84

x x x **Întreruptoare cu ulei puțin pentru 420 kV,** (Minimum oil circuit — breakers for 420 kV). În: Electrical Review, vol. **188**, nr. 21, mai 1771, p 684.

Firma Suedeză ASEA a pus în fabricație o nouă serie de întreruptoare cu ulei puțin, acoperind domeniul de tensiuni de la 60 la 420 kV. Firma și-a concentrat atenția asupra întreruptoarelor cu ulei puțin, în locul celor cu aer comprimat, deoarece noi materiale plastice au permis realizarea unor camere de stingere care pot rupe curenți la fel de mari ca întreruptoarele cu aer comprimat dar la un preț mult mai redus deoarece instalațiile auxiliare de aer nu mai sînt necesare. Întreruptoarele au curentul nominal de 2 500 A, cu capacități de rupere simetrică de la 2 500 kA la 40 kA.

Unitățile de rupere pot fi prevăzute cu rezistoare de rupere, pentru reducerea supratensiunilor.

Locurile de rupere legate în serie, al căror număr depinde de tensiunea nominală, conțin o cameră de stingere staționară, fără nici o parte în mișcare, în afara contactului mobil. Această realizare simplă a fost posibilă prin creșterea vitezei contactului mobil și creșterea presiunii în camera de stingere, în momentul întreruperii, la 4–5 atmosfere. Măsurile luate evită pericolul reamorsării la întreruperea curenților capacitivi. Creșterea presiunii în camera de stingere se realizează la montaj și este necesară numai la întreruptoarele destinate a funcționa pe linii sau pentru protecția bateriilor de condensatoare.

Viteza mare a contactului mobil reduce atît durata de deschidere cît și durata arcului și ca urmare durata totală de întrerupere, la curentul de rupere garantat, este de numai trei perioade. Noul dispozitiv de acționare, prevăzut cu un motor de armare a resortului de comandă, are un timp de rearmare de 0,12 s.

T. C.

CONTENTS

DC 621.3.018.3. :621.3.016.35

Cirţină Gh. **Influence of parameters of electric circuit on sub — harmonic oscillations.**

Electrotehnica **20**, nr. 3, March 1972, p. 81–90

The paper describes the stability conditions of the solutions of the operations equation of an RCL non-linear series-circuit their form, and the influence of the circuit parameters on these solutions. The experimental and theoretical results are compared.

DC : 621.3.014.1 : 538.542

Mocanu C. I. : **The voltage and current steps, basic modes of excitation of the building-up current in skin effect conductors**

Electrotehnica **20**, nr. 3, March 1972, p. 91–102

The paper shows that the voltage step is the only basic excitation mode of the building-up current in skin effect conductors. The diffusion effect current step cannot be regarded as on excitation mode; neither is it on initial condition for the integration of the equations of the quasy-stationary electromagnetic field. The author analyses the field conditions of the excitation modes, studying the building-up skin effect in a straight conductor on a model of PSL equivalent circuits.

Discussions

DC 621.3.014.1 : 621.3.082.74 :538.542

Hortopan, Gh. and *Hortopan Viorica* : **The physical model, the design assumptions and the measuring instruments**

Electrotehnica, **20** nr. 3, March 1972, p. 103–107

The author's answer.

DC 621.313.17.025 MHD

Barth, N. : **Study of windings used for alternating current magneto — hydrodynamic pumps and mobile field linear motors.**

Electrotehnica, **20**, nr. 3, March 1972, p. 107–111

The author describes a type of winding used for MHD alternating current pumps and mobile field linear motors, which helps to resolve to important problems : elimination of the alternating (pulsatory) magnetic field in the air gap between the two linear plane inductors and achievement of maximum electromagnetic force and maximum efficiency. The study includes theoretical demonstrations, phenomenologic explanations as well as experimental comparative data.

DC 621.313.333 – 193.4.017.7

Bartzer, St. : **Permissible overload of electric motors through exhaustion of the heating margin under rated conditions.**

Electrotehnica **20**, nr. 3, March 1972, p. 111–116

It has been established that in most of electric motors, average overheating of windings does not attain, under rated conditions, the permissible level for their insulation class. It appears therefore that within the heating margin one can admit a certain continuous load without endangering the life of the maschine. The author has devised a calculation methodes for the operative determination of the permissible, relative load through — exhaustion of the heating margin in driving electric motors. The paper supplies practical exemples of application of the new calculus method.

Inventions 115–117

Book review 118

Reports 119–120

SOMMAIRE

CD 621.3.018.3 :621.3.016.35

Cirţină, Gh. : **L'influence des paramètres du circuit électrique sur les oscilations sous-harmoniques.**

Electrotehnica **20**, no. 3, mars 1972, p. 81–90

On met en évidence les conditions de stabilité des solutions de l'équation de fonctionnement d'un circuit série RLC non-linéaire, la forme ainsi que l'influence des paramètres du circuit sur ces solutions. On compare les résultats expérimentaux à ceux théoriques.

CD 621.3.014.1 :.538.542

Mocanu, C. I. : **Les paliers de tension et de courant, modes fondamentaux d'excitation du courant transistoire dans les conducteurs à effet péliculaire.**

Electrotehnica **20**, no. 3, mars 1972, p. 91–102

On démontre que seul le palier de tension représente le mode fondamental d'excitation du courant dans les conducteurs à effet péliculaire transitoire. Le palier de courant à effet de diffusion ne peut pas être considéré comme mode d'excitation, ni comme condition initiale pour intégrer les équations du champ électromagnétique quasi stationnaire. On analyse les conditions de champ des modes d'excitation et l'on étudie l'effet péliculaire transitoire dans un conducteur droit, sur le modèle des schémas équivalents PBL.

Discussions

CD 621.3.014.1 : 621.3.082.74 : 538.542

Hortopan, Gh. et *Hortopan Viorica* : **Le modàle physique, les hypothèses de calcul et les instruments de mesurage.**

Electrotehnica **20**, no. 3, mars 1972, p. 103–107

La réponse de l'auteur.

CD 621.313.17.025 MHD

Barth, H. : **Étude concernant les enroulements utilisés aux pompes magnéto-hydro-dynamiques de courant alternatif et aux moteurs linéaires à champ mobile.**

Electrotehnica **20**, no. 3, mars 1972, p. 107–111

On présente un type d'enroulement pour les pompes MHD de courant alternatif et les moteurs à champ mobile, grâce auxquels on résoud deux nouveaux problèmes : l'élimination du champ magnétique alternatif (à impulsions) dans l'entrefer des deux inducteurs plan linéaires et l'obtention d'une force électromagnétique maxima pour un rendement supérieur. L'étude comprend des démonstrations théoriques, des explications concernant les phénomènes qui se produisent, ainsi que des données expérimentales comparatives.

CD 621.313.333 – 193.4.017.7

Bartzer, St. : **La surcharge admissible des moteurs électriques par l'épuisement de la réserve de chauffage dans le régime nominal.**

Electrotehnica **20**, no. 3, mars 1972, p. 111–117

On constate, qu'à la majorité des moteurs électriques, le surplus moyen de la température des enroulements n'etteint pas — dans les conditions du régime nominal — la valeur admise pour leur classe d'isolation. Il résulte, que dans la limite de la réserve de chauffage, on peut admettre une certaine surcharge de durée, sans péricliter la vie de la machine. On présente une méthode de calcul élaborée par l'auteur, pour la détermination opérative de la surcharge relative admissible par l'épuisement de la réserve de chauffage des moteurs électriques d'actionnement. Le mode d'application de la méthode de calcul proposée est illustré par des exemples pris pendant la pratique.

Inventions 115–117

Comptes-rendus 118

Référats 119–120

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.3.018.3 :621.3.016.35

Кырцинэ, Г.: **Влияние параметров в электрической цепи на субгармонические колебания.**

Electrotehnica **20**, № 3, март 1972, стр. 81–90

Отмечаются условия стабильности решений уравнения работы нелинейной цепи *RLC*, их форма, а также и влияние параметров цепи на эти решения. Сравниваются экспериментальные результаты с теоретическими.

ДК 621.3.014.1 :538.542

Мокану, К. И.: **Ступени напряжения и тока, фундаментальный способ возбуждения переходного тока в проводниках со скин — эффектом.**

Electrotehnica **20**, № 3, март 1972, стр. 91–102

Показано, что только ступень напряжения является фундаментальным способом возбуждения тока в проводниках с переходным скин — эффектом. Ступень тока с эффектом диффузии нельзя считать ни способом возбуждения, ни начальным условием для интегрирования уравнений электромагнитного квазистационарного поля. Анализируются условия поля способов возбуждения и изучается переходной скин — эффект в прямом проводнике на модели эквивалентных схем *RLC*.

Дискуссии

ДК 621.3.014.1 :621.3.082.74 :538.542

Хортопан, Г. и *Хортопан Виорика:* **Физическая модель, гипотезы расчета и измерительные инструменты.**

Electrotehnica **20**, № 3, март 1972, стр. 103–105

Ответ автора 105–106

ДК 621.313.17.025 MHD

Барт, Х. **Исследование обмоток, применяемых на магнитогидродинамических насосах переменного тока и на линейных двигателях с подвижным полем.**

Electrotehnica **20**, №. 3, март 1972, стр. 106–110

Описывается новый тип обмотки для МГД насосов переменного тока и линейных двигателей с подвижным полем, позволяющий разрешать две основные проблемы: устранение переменного магнитного поля (пульсирующего) в воздушном зазоре между двумя плоскими линейными индукторами и получение максимальной электромагнитной силы, высокого коэффициента полезного действия. Работа содержит теоретические представления и фономанологические объяснения, а также и сравнительные экспериментальные данные.

ДК 621.313.333 – 193.4.017.7

Барцер, Шт.: **Допускаемая перегрузка электродвигателей вследствие истощения резерва нагрева в номинальном режиме.**

Electrotehnica **20**, №. 3, март 1972, стр. 110–115

Установлено, что у большинства электродвигателей средняя сверхтемпература обмоток не достигает в условиях номинального режима величины, допускаемой для их класса изоляции. Вытесает, что в пределах резерва нагрева можно допустить определенную длительную нагрузку, без опасности повреждения машины. Приводится метод расчета, разработанный автором для оперативного определения относительной допускаемой перегрузки вследствие истощения запаса нагрева пусковых электродвигателей. Способ применения предложенного метода расчета иллюстрируется практическими примерами.

ИЗОБРЕТЕНИЯ 115–117
РЕЦЕНЗИИ 118
ДОКЛАДЫ 119–120

INHALT

D.K. 621.3.018.3 :621.3.016,35

Cirţină, G. : **Der Einfluss der Kenngrössen elektrischer Stromkreise auf die subharmonischen Schwingungen.**

Electrotehnica **20**, H. 3, März 1972, S. 81–90

Es werden die Stabilitätsbedingungen für die Lösungen der Funktionsgleichungen nichtlinearer Serienstromkreise RLC untersucht, deren Form, sowie der Einfluss der Kenngrössen des Stromkreises auf diese Lösungen. Die Versuchsergebnisse werden mit denen der theoretischen Untersuchungen verglichen.

DK 621.3.014.1 :538.542

Mocanu, C. I. : **Spannungs — und Stromstufen als grundlegende Arten der Erregung von nichtstationären Strömen in Leitern mit Hauteffekt**

Electrotehnica **20**, H. 3, März 1972, S. 91–102

Es wird nachgewiesen, dass nur die Spannungsstufe eine grundlegende Art der Stromerregung in Leitern mit nichtstationärem Hauteffekt ist. Eine Stromstufe mit Diffusionseffekt kann weder als eine Art der Stromerregung angesehen werden, noch als eine Anfangsbedingung für die Integrierung der Gleichungen des quasistationären elektromagnetischen Feldes. Es werden die Feldbedingungen der Erregungsarten analysiert und der nichtstationäre Hauteffekt in einem geraden Leiter auf Grund von Ersatzschaltungen PSK (Parallel-Serie-Kette) erörtert.

Diskussionen

DK 621.3.014.1 :621.3.082.74 :538.542

Hortopan, G. und *Hortopan Viorica* : **Das physikalische Modell, die rechnerischen Voraussetzungen und Messapparate**

Electrotehnica **20**, H. 3, März 1972, S. 103–105

Antwort des Verfassers, S. 105–106

DK 621.313.17.025 MHD

Barth, H. : **Untersuchungen über die in MHD-Wechselstrompumpen und in Lauffeldlinearmotoren verwendeten Wicklungen**

Electrotehnica **20**, H. 3, März 1972, S. 106–110

Der Autor beschreibt eine Induktorwicklung für MHD-Pumpen und Lauffeldlinearmotoren, die folgende Vorteile bringt: Ausschalten des magnetischen Wechselfeldes im Luftspalt zwischen den längsgestreckten Induktoren, maximale elektromagnetische Förderkraft und höherer Wirkungsgrad. Die Arbeit stützt sich sowohl auf theoretische Ableitungen und phänomenologische Abhandlungen, als auch auf Versuchsergebnisse.

DK 621.313.333 – 193.4.017.7

Bartzer, St. : **Zulässige Überlastung von Elektromotoren unter Ausnützung der Erwärmungsreserven bei Betrieb unter Nennlast**

Electrotehnica **20**, H. 3, März 1972, S. 110–115

Es wird festgestellt, dass bei der Mehrheit der Elektromotoren die mittlere Übertemperatur der Wicklungen bei Betrieb unter Nennlast nicht auf den für die betreffende Isolationsklasse zulässigen Wert ansteigt. Folglich kann man innerhalb der zur Verfügung stehenden Erwärmungsreserve eine gewisse Dauerüberbelastung zulassen, ohne dass die Maschine gefährdet wird. Es wird über eine vom Verfasser ausgearbeitete Rechenmethode berichtet, die eine rasche Bestimmung der zulässigen verhältnismässigen Überlastung von Antriebselektromotoren unter Ausnützung der Erwärmungsreserve ermöglicht. Die Anwendung der vorgeschlagenen Rechenmethode wird an Hand von Beispielen aus der Praxis demonstriert.

ERFINEUNGEN 115–117
BUCHBESPRECHUNGEN 118
REFERATE 119–120

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEASA

STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32 • SECTORUL 2
TELEFON 33.38.30 • TELEX. 011203

REZISTOARE
- cu peliculă de carbon
- bobinate

TERMISTOARE

CONDENSATOARE
- polistiren (tip styroflex)
- poliester metalizat
- hîrtie metalizată
- hîrtie echipament auto
- hîrtie antiparazitare
- hîrtie pentru telefonie

CONDENSATOARE ELECTROLITICE
- normale
- miniatură
- nepolarizate

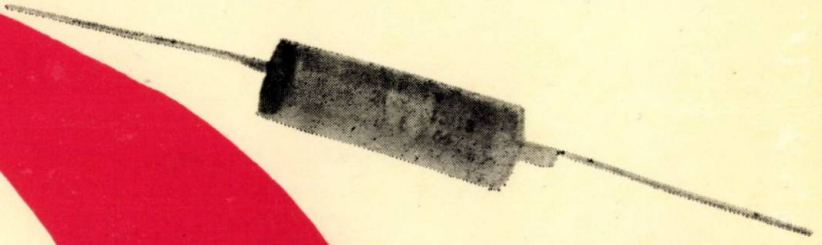
CONDENSATOARE CERAMICE
- disc
- tubulare
- plachetă
- ajustabile

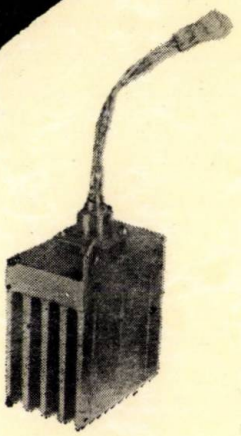
CABLAJE IMPRIMATE

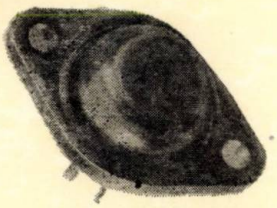
TRANZISTOARE
- de joasă frecvenţă
- de înaltă frecvenţă şi comutaţie
- de putere

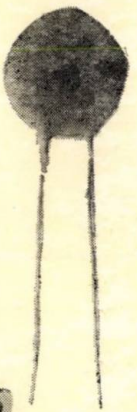
DIODE
- de semnal şi comutaţie
- redresoare
- redresoare pentru curenţi mari
- stabilizatoare de tensiune
- de putere cu siliciu

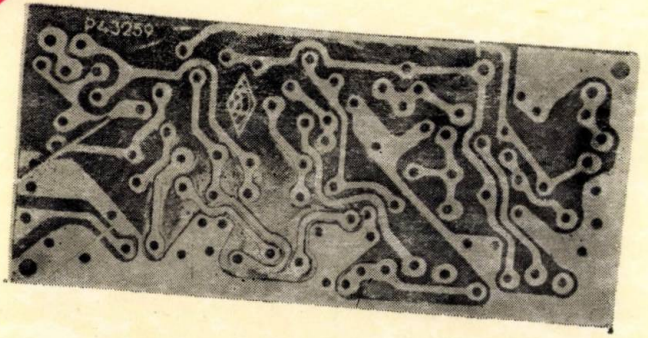
CIRCUITE INTEGRATE











INSTITUTUL DE CERCETARE SI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICA

Institutul decorat cu ordinul muncii clasa I

Intenționați desigur să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive !

Cu siguranță că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați în producție, pe care ați dori poate să le înlocuiți cu altele mai bune sau mai ieftine !

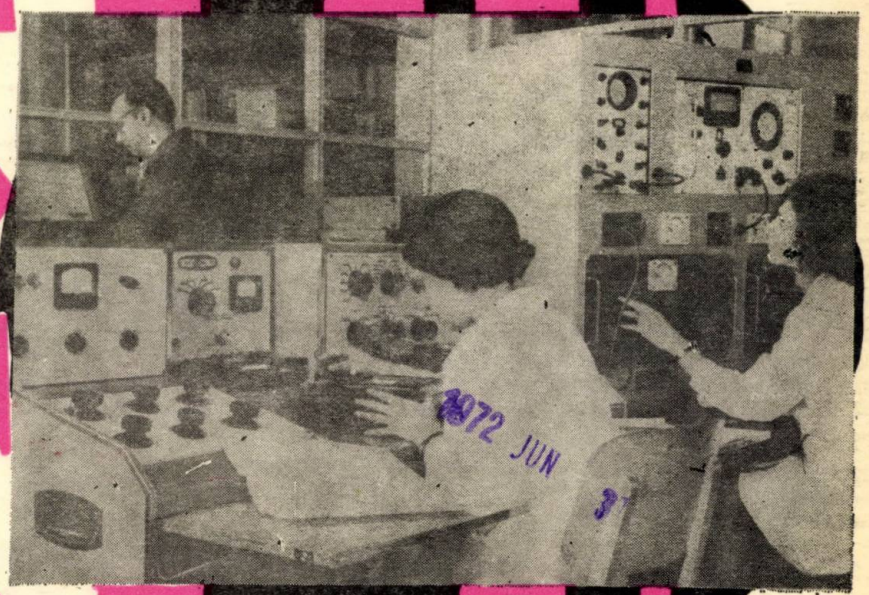
Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor dvs., doriți standuri și metode de încercări care să vă dea, în orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele !

Exportați produse. Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite ?

La toate aceste întrebări ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare și Proiectare pentru Industria Electrotehnică (ICPE) care în această perioadă își întocmește planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de încercări moderne, specialiști de înaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 20 ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteți să i-o acordați.

Telefonați la : 31.41.00

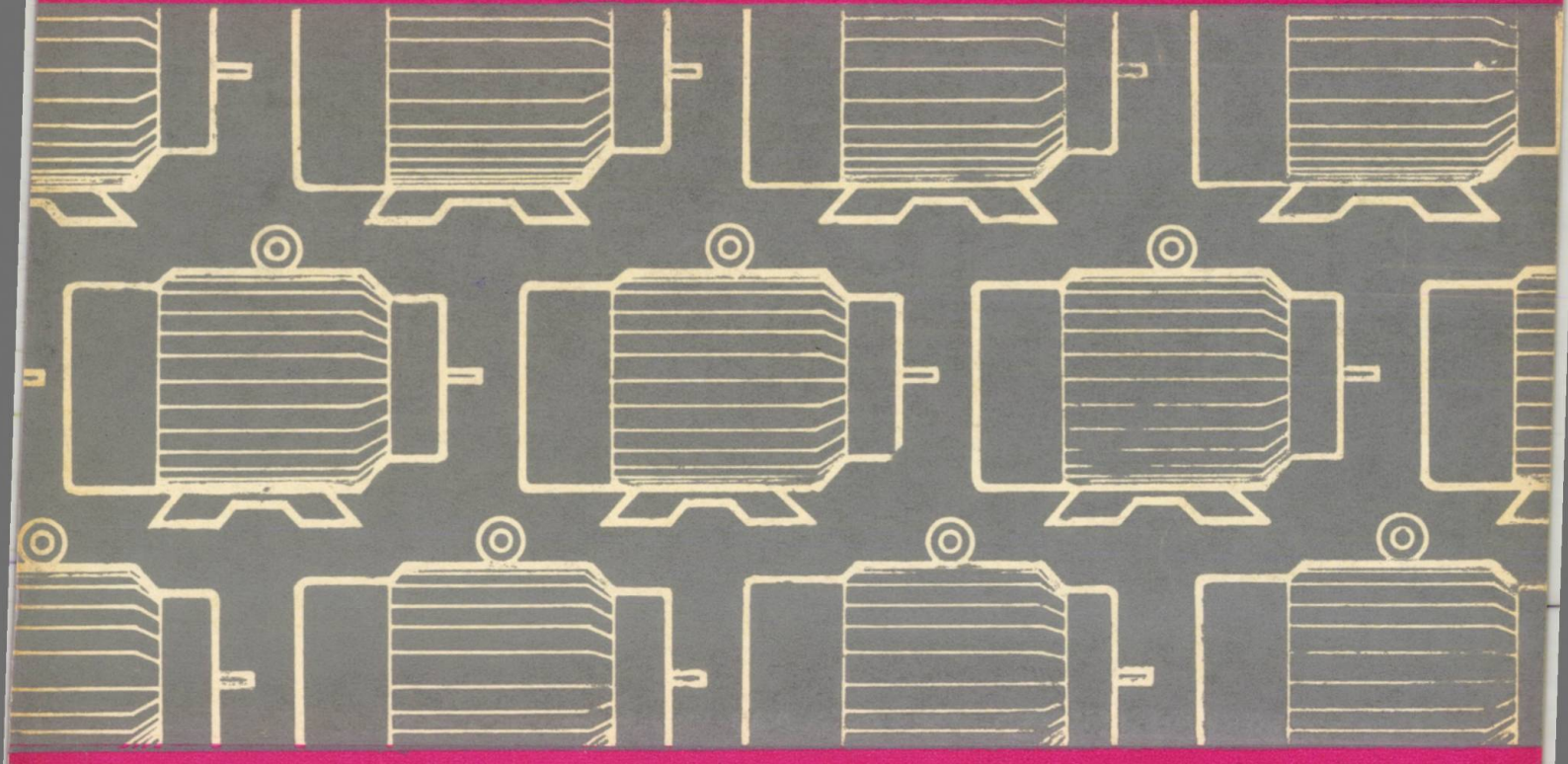


ICPE

BUCUREȘTI BD. T. VLADIMIRESCU Nr. 45—47 — Telefon ; 31.41.00

E 2040

ELECTROTEHNICA



4

ELECTROTEHNICA ● BUCUREŞTI ● ANUL 20 ● Nr. 4 ● APRILIE 1972

UZINA DE CINESCOAPE

vă oferă în condiții de cea mai bună calitate

Tuburi cinescop, pentru televiziune alb-negru, cu diagonala de 47 cm (19″), 59 cm (23″), 61 cm (24″), 65 cm (25″) și unghi de deflexie 110°, cu autoprotecție la implozie.

Fabricate după licență Corning Glass Works (S.U.A.) și Standard Elektrik Lorenz (R.F.G.), calitatea tuburilor cinescop livrate de uzina noastră este asigurată în permanență și la cel mai înalt nivel tehnic.

În aceleași condiții uzina poate livra și baloane pentru tuburi cinescop.

Produsele noastre se exportă prin I.S.C.E. ELECTRONUM, București, str. Gabriel Péri 2, sectorul 1, telefon: 14.18.80, telex: 011—547 România.

UZINA DE CINESCOAPE — BUCUREȘTI, str. Dimitrie Pompei nr. 9, sectorul 2, telefon: 33.01.90, telex: 011—151 ROMÂNIA

CBSTI LOSMES LABRIKA

ELECTROTEHNICA

Anul 20 Nr. 4, pag. 121—160 aprilie 1972

CUPRINS

CZ 621.3.014.32.001.25

Suciu, I.: **Teoria componentelor de forţă fictive — o nouă metodă de calcul pentru forţele electrodinamice spaţialo-temporale la scurtcircuit.**

Electrotehnica **20**, nr. 4, aprilie 1972, p. 121—128

Se aprofundează unele probleme legate de studiul şi calculul forţelor electrodinamice care se exercită în sistemele cu conductoare multiple, paralele în spaţiu, parcurse de curenţii de scurtcircuit. În acest scop se prezintă o nouă metodă de studiu bazată pe introducerea în calcul a unor componente de forţă fictive spaţialo-temporale, care permit determinarea diagramelor de variaţie în timp şi spaţiu a forţelor rezultante reale. Metoda are utilitate la studiul vibraţiei barelor conductoare în cazul regimurilor tranzitorii la scurtcircuit şi de asemenea la calculul acestora sub toate aspectele.

CZ 621.3.012.8 : 621.3.011.3 : 538.23

Popa, I. şi *Bogoevici, N.*: **Asupra parametrilor de comutare la registrele de deplasare monotact cu ferite şi bucle de transfer necomandate.**

Electrotehnica **20**, nr. 4, aprilie 1972, p. 129—133

Procesele de comutare la registrele de deplasare monotact cu ferite şi bucle de transfer necomandate sînt descrise de ecuaţii diferenţiale neliniare. În lucrare, se stabilesc şi se rezolvă aceste ecuaţii, fără a se recurge la liniarizarea lor. Se obţin relaţii între mărimi şi parametri, utile pentru proiectarea registrului în regimul cel mai dificil de funcţionare.

CZ 621.313.33.016.25 :677.054

Bergman, I.: **Cu privire la cauzele funcţionării cu factor de putere scăzut a motoarelor sincrone de acţionare a războaielor de ţesut.**

Electrotehnica **20**, nr. 4, aprilie 1972, p. 134—138

Se deduc valorile puterilor activă, reactivă şi deformantă absorbite de motorul asincron de acţionare a războiului de ţesut, folosind o expresie simplificată a vitezei de rotaţie a arborelui său principal. Rezultă unele concluzii cu privire la căile de creştere a factorului de putere al motoarelor folosite în aceste acţionări.

CZ 621.313.33.14.004.15

Aslan, H şi *Oprişan, M.*: **Contribuţii la ameliorarea motoarelor electrice universale.**

Electrotehnica **20**, nr. 4, aprilie 1972, p. 139—143

Se descriu 4 tipuri de motoare electrice mici cu colector cu alimentare fie în curent continuu, fie în curent alternativ monofazat. Două din aceste motoare sînt fără bobinaj pe stator, iar celelalte sînt cu tole împachetate axial. Se prezintă avantajele economice realizate.

CZ 621.313.33 — 53.016.2

Bartzer, St.: **Contribuţii la calculul sarcinii admisibile a unor motoare electrice utilizate în alte condiţii decît cele nominale.**

Electrotehnica **20**, nr. 4, aprilie 1972, p. 144—149

Pe baza unui exemplu de calcul, efectuat pentru cazul motorului de acţionare a mecanismului de excavare-ridicare al unui excavator de balast, în lucrare se prezintă cîteva probleme şi o metodică de calcul originală pentru determinarea sarcinii admisibile a unor motoare electrice de acţionare utilizate în alt regim de funcţionare, la altă turaţie medie şi cu un alt sistem de ventilaţie decît cele nominale pentru care au fost construite.

CZ 621.34 : 621.313.2.072

Marga Gh.: **Arbore electric cu maşini de curent continuu, un nou tip de arbore.**

Electrotehnica **20**, nr. 4, aprilie 1972, p. 150—156

Se prezintă un nou tip de arbore electric cu maşini de curent continuu, comparîndu-se cu cel cu motoare asincrone cu rotoarele bobinate. Prin această comparaţie se pun în evidenţă o serie de particularităţi din care se desprind avantajele şi dezavantajele acestui nou tip.

INVENŢII 157—158
REFERATE 158—160
SCURTE ŞTIRI —160

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. PL. ANDRONESCU; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. șt. tehn. A. AVRAMESCU — redactor responsabil; ing. V. BUNEA; ing. V. CIOFU; prof. dr. doc. șt. tehn. V. CORLĂȚEANU; ing. ȘT. GROSU; prof. dr. ing. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. LAZARIDE; dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. M. OPASCHI; ing. A. POPA; prof. ing. CRISTIANA POPESCU; ing. VL. POPOVICI; academician prof. dr. doc. șt. tehn. ing. R. RĂDULEȚ; ing. R. VLĂDOIANU.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon director: 14.62.67. Redacția: București, str. Mândinești nr. 3, sector IV ; telefon secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon: 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România—Filiala sectorului 1, București. Tarif pentru instituții și intreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația" București, str. Brezoianu, nr. 23—25, *c. 1148. Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 137/399/1972*

41 400

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.3.014.32.001.25

Сучу, И.: **Теория фиктивных составляющих — новый метод расчета для пространственно-временных электродинамических сил короткого замыкания**

Electrotehnica **20**, 4 апрель 1972, стр. 121–128

Углубляются вопросы, связанные с изучением и расчетом электродинамических сил, действующих в системах многократных проводников, параллельных в пространстве, через которые проходят токи короткого замыкания. Для этой цели приводится новый метод исследования, основанный на введении в расчет составляющих фиктивной пространственно-временной силы, которые позволяют определять диаграммы изменения во времени и пространстве результирующих фиктивных сил. Метод применим для изучения вибрации ведущих шин в случае неустановившихся режимов при кототком замыкании, а также при их расчете со всех точек зрения.

ДК 621.3.012.8 : 621.3.011.3 : 538.23

Попа, И. и *Богоевич, Н.*: **К вопросу о параметрах переключения на регистрах монотактного смещения с ферритами и неуправляемыми шлейфами передач**

Electrotehnica **20**, 4 апрель 1972, стр. 129–133

Процессы переключения на регистрах монотактного смещения с ферритами и неуправляемыми шлейфами передачи описываются нелинейными деффиринциальными уравнениями. В работе устанавливаются у решаются эти уравнения без линиализации. Полученные соотношения между величинами и параметрами, полезны при проектировании регистра в наиболее трудном рабочем режиме.

ДК 621.313.33.016.25 : 677.054

Бергман, И.: **Причины, вызывающие работу с низким коэффициентом мощности асинхронных двигателей для привода ткацких станков**

Electrotehnica **20**, 4 апрель 1972 стр. 134–138

Выводятся величины активной, реактивной и деформирующей мощностей, поглощаемых асинхронным двигателем для привода ткацкого станка, применяя упрощенное выражение скорости вращения его главного вала. Делаются некоторые выводы относительно возможности увеличения коэффициента мощности применяемых в данном случае двигателей.

ДК 621.313.33.14.004.15

Аслан, Х. и *Опришан, М.*: **Улучшение универсальных электродвигателей**

Electrotehnica **20**, 4 апрель, 1972 стр. 139–143

Описывается 4 типа малых электродвигателей с коллектором, питаемым постоянным или однофазным переменным током. Эти два двигателя не имеют оснастки на статоре, а остальные предусмотрены листвой сталью осевой упаковки. Приводятся достигнутые экономические преимущества.

ДК 621.313.33 – 53.016.2

Барцев, Шт.: **Расчет допускаемой нагрузки электрических двигателей, применяемых в условиях, отличающихся от номинальных**

Electrotehnica **20**, 4 апрель 1972 стр. 144–149

На основе примера расчета, проведенного для двигателя подъемного механизма экскаватора для балласта, в работе излагается несколько проблем и оригинальная методика расчета для определения допускаемой нагрузки некоторых электродвигателей, применяемых в другом рабочем режиме, при другом числе оборотов и другой вентиляционной системе, чем номинальные, для которых эти двигатели были предусмотрены.

ДК 621.34 : 621.313.2.072

Марга, Г.: **Электрический вал с машинами постоянного тока — новый тип вала**

Electrotehnica **20**, 4 апрель 1972 стр. 150–156

Дается описание нового типа электрического вала с машинами постоянного тока и проводится сравнение последнего с валами асинхронных двигателей с фазными роторами. Из сравнения вытекает ряд особенностей, на основании которых отмечаются преимущества и недостатки этого нового типа.

ИЗОБРЕТЕНИЯ 157–158
ДОКЛАДЫ 158–160
КРАТКИЕ СООБЩЕНИЕ 160

INHALT

DK 621.3.014.32.001.25

Suciu, I.: **Theorie der fiktiven Kräftekomponenten — eine neue Berechnungsmethode für räumliche und zeitliche elektrodynamische Kräfte beim Kurzschluss.**

Electrotehnica 20, H. 4, April 1972, S. 121–128

Es werden einige Probleme in bezug auf das Studium und die Berechnung der elektrodynamischen Kräfte erläutert, die in mehrfachen, räumlich parallelen Leitungssystemen beim Durchfluss von Kurzschlussströmen erregt werden. Zu diesem Zweck wird eine neue Untersuchungsmethode dargelegt, die darauf beruht, in die Berechnung auch fiktive, räumliche und zeitliche Kräftekomponenten einzugliedern, die die Bestimmung der Diagramme der zeitlichen und räumlichen Variationen der sich ergebenden realen Kräfte gestatten. Die Methode dient zum Studium der Schwingungen an den Leitungsschienen im Falle der Übergangsbedingungen beim Kurzschluss sowie deren Berechnung unter allen Aspekten.

DK 621.3.012.8 : 621.3.011.3 : 538.23

Popa, I. und *Bogoevici, N.*: **Uber die Umschaltparameter an den Eintaktschiebern mit Ferrit und ungesteuerten Übertragungsschlaufen.**

Electrotehnica 20, H. 4, April 1972, S. 129–133

Die Umschaltprozesse an den Eintaktschiebern mit Ferrit und ungesteuerten Übertragungsschlaufen werden in nichtlinearen Differentialgleichungen ausgedrückt. In der vorliegeden Arbeit werden die Gleichungen, ohne zu deren Linearisierung zu greifen, aufgestellt und gelöst. Es werden Beziehungen zwischen Grössen und Parametern erzielt, die bei der Entwicklung von Schiebern für die schwierigsten Betriebsbedingungen notwendig sind.

DK 621.313.33.016.25 :677.054

Bergman, I.: **In bezug auf die Ursachen des Betriebs asynchronen Antriebsomtoren für Webstühle mit vermindertem Kräftefaktor**

Electrotehnica 20, H. 4, April 1972, S. 134–138

Es werden die Werte der aktiven, reaktiven und deformierten Kräfte abgeleitet, die vom Asynchronmotor für Webstuhlantrieb absorbiert werden. Zu diesem Zweck wird ein vereinfachter Ausdruck der Drehgeschwindigkeit der Hauptwelle verwendet. Auf diese Weise werden einige Schlussfolgerungen in bezug auf die Steigerungsmöglichkeiten des Kräftefaktors bei Antriebsmotoren dieser Art gezogen.

DK 621.313.33.14.004.15

Aslan, H. und *Oprişan, M.*: **Beiträge zur Verbesserung der Universal-Elektromotoren.**

Electrotehnica 20, H. 4, April 1972, S. 139–143

Es werden vier Typen kleiner Elektromotoren mit Kollektor und Speisung mit Gleichstrom oder einphasigem Wechselstrom beschrieben. Zwei dieser Motoren besitzen keine Statorwicklung die beiden anderen weisen axial geschichtete Bleche auf. Es werden die erzielten wertschaftlichen Vorteile dargelegt.

DK 621.313.33 – 53.016.2

Bartzer, St.: **Beiträge zur Berechnung der zulässigen Belastung einiger Elektromotoren, die auch unter anderen Bedingungen als die Nennbedingungen eingesetzt werden.**

Electrotehnica 20, H. 4, April 1972, S. 144–149

Aufgrund eines Berechnungsbeispiels, das sich auf den Antriebsmotor des Bagger-und Hebewerks eines Schotterbaggers bezieht, werden einige Probleme und neuartige Berechnungsweisen zur Bestimmung der zulässigen Belastung von Elektromotoren dargelegt, die unter anderen Betriebsbedingungen, mit einer anderen durchschnittlichen Drehzahl und mit anderen Lüftungssystemen eingesetzt werden als es die ursprünglichen Nennfaktoren vorsehen.

DK 621.34 :621.313.2.072

Marga, Gh.: **Elektrische Welle mit Gleichstrommaschinen, ein neuer Wellentyp**

Electrotehnica 20, H. 4, April 1972, S. 150–156

Es wird der neue Typ einer elektrischen Welle mit Gleichstrommaschinen beschrieben und ein Vergleich mit der Welle mit Asynchronmotoren und gewickelten Läufern gezogen. Durch diesen Vergleich werden eine Reihe von Besonderheiten unterstrichen, aus denen die Vor- und Nachteile dieses neuen Typs ersichtlich sind.

ERFINDUNGEN 157–158
REFERATE 158–160
KURZNACHRICHTEN 160

MAGYAR ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1899

SOMMAIRE

CD 621.3.014.32.001.25

Suciu, I. : **La théorie des composants de force fictive — nouvelle méthode de calcul pour les forces électrodynamiques spatiales et temporalles lors d'un court-circuit.**

Electrotehnica **20**, no. 4, avril 1972, p. 121–128

On approfondit quelques problèmes concernant l'étude et le calcul des forces électrodynamiques qui s'exercent dans les systèmes à conducteurs multiples, parallèles dans l'espace, parcourus par des courants de court-circuit. À cette fin, on présente une nouvelle méthode d'étude, basée sur l'introduction dans le calcul, de certains fictifs, de force, spatiaux et temporels, qui permettent de déterminer les diagrammes de variation dans le temps et dans l'espace, des forces réelles résultantes. La méthode proposée peut être utilisée pour étudier la vibration des barres conductrices, dans le cas des regimes transitoires au court-circuit, ainsi que pour le calcul de ces derniers sous tous leurs aspects.

CD 621.3.012.8 : 621.3.011.3 :538.23

Popa, I. et *Bogoevici, N.* : **En ce qui concerne les paramètres de commutation dans les régistres de déplacement monotact à ferytes et à boucles de transfert non-commandés.**

Electrotehnica **20**, no. 4, avril 1972, p. 129–133

Les processus de commutation dans les régistres de déplacement mono-tact à ferytes et à boucles de transfert non-commandés, sont décrits par des équations différentielles non-linéaires. Dans cet ouvrage, on établit et l'on résoud ces équations, sans avoir reccours à leur liniarisation. On obtient des relations entre des valeurs et des paramètres, relations qui sont utiles pour l'élaboration des projets du règistre, dans le plus difficile des règimes de fonctionnement.

CD 621.313.33.016.25 : 677.054

Bergman, I. : **Considérations concernant les causes du fonctionnement avec un facteur de puissance réduit, des moteurs asynchrones qui actionnent les métiers à tisser.**

Electrotehnica **20**, no. 4, avril 1972, p. 134–138

On déduit les valeurs des forces active, réactive et déformante absorbées par le moteur asynchrone qui actionne le métier à tisser, en utilisant une expression simplifiée de la vitesse de rotation de son axe principal. Il résulte certaines conclusions concernant les voies d'accroissement du facteur de puissance des moteurs utilisés pour ces actionnements.

CD 621,313.33.14.004.15

Aslan, H. et *Oprişan, M.* : **Contributions à l'amélioration des moteurs électriques universels.**

Electrotehnica **20**, no. 4, avril 1972, p. 139–143

On décrit quatre types de petits moteurs électriques à collecteur alimenté soit par courant continu, soit par courant alternatif monophasé. Deux d'entre ces moteurs n'ont pas d'enroulement sur le stateur et les autres deux ont des (?) empaquetées axiallement. On présente les avantages économiques réalisés.

CD 621.313.33 – 53.016.2

Bartzer, St. : **Contributions au calcul de la charge admissible de certains moteurs électriques utilisés dans d'autres condition que les conditions nominales.**

Electrotehnica **20**, no. 4, avril 1972, p. 144–149

Basé sur un exemple de calcul, effectué pour le cas du moteur qui entraine le mécanisme d'excavation-élévation d'un excavateur de balast, on présente dans cet ouvrage quelques problèmes ainsi qu'une méthodique de calcul originale pour la détermination de la charge admissible de certains moteurs électriques d'actionnement, utilisés dans un régime de fonctionnement différent, à un autre nombre moyen de tours et avec un autre système de ventilation que ceux nominaux pour lesquels ils ont ètè construits.

CD 621.34 : 621.313.2.072

Marga, Gh. : **Arbre moteur électrique à machines de courant continu, nouveau type d'arbre moteur.**

Electrotehnica **20**, no. 4, avril 1972, p. 150–156

On présente un nouveau type d'arbre moteur électrique à machines de courant continu, et on le compare à celui à moteurs asynchrones ayant les roteurs bobinés. Par cette comparaison, on met en évidence une série de particularités qui démontrent les avantages et les désavantages de ce nouveau type.

INVENTIONS 157–158
RÉFÉRATS 158–160
BRÈVES COMMUNICATIONS 160

CONTENTS

DC 621.3.014.32.001.25

Suciu, I. : **Theory of fictitious force components — a new method of calculating spatial-temporal electrodynamic forces developing in short circuits.**

Electrotehnica **20**, nr. 4, april 1972, p. 121–128

The paper analyses certain problems arising in the study and calculation of the electrodynamic forces occuring in parallel multiple conductor systems through which circulate short-circuit curents. The author presents a new calculation method based on the introduction of spatial-temporal fictitious force components, which permit to determine the time and space variation diagram of the real resultant forces. The method can be successfully applied in the study of the vibration of line bars in the case of transitory regimes in short circuits and in their calculation as well.

DC 621.3.012.8 :621.3.011.3 :538.23

Popa, I. and *Bogoevici, N.* : **About commutation parameters in shift registers with non-controlled ferrites and exploitation loops.**

Electrotehnica **20**, nr. 4, april 1972, p. 129–130

The commutation processes in shift registers with non-controlled removal ferrites are described by non-linear differential equations. The article sets up and resolves these equations without resorting to their linearization. One obtains relations between magnitudes and parameters, which are used for the designing of the heaviest duty conditions register.

DC 621.313.33.016.25 :677.054

Bergman, I. : **About the lessening of the power factor in asynchronous motors which drive looms.**

Electrotehnica **20**, nr. 4, april 1972, p. 134–138

The author deduces the values of the active, reactive and deformation power input to the asynchronous driving motor of a loom, using a simplified expression of the rotation speed of its main shaft. The conclusions of this study enable the author to indicate some ways of increasing the power factor of these motors.

DC 621.313.33.14.004.15

Aslan, H. and *Oprişan, M.* : **Contributions to the improvement of universal electric motors.**

Electrotehnica **20**, nr. 4, april 1972, p. 139–143

The paper describes 4 types of small electric commutator motors operating either on direct current or on alternating single-phase current. Two of the motors are without windings on the stator, the other two are provided with axially mounted sheets. The authors present the economic advantages of these motors.

DC 621.313.33 – 53.016.2

Bartzer, St. : **Contributions to the calculation of the admissible load of electric motors operated under conditions different from those set up by the designers.**

Electrotehnica **20**, nr. 4, april 1972, p. 144–149

Relying on an example — the calculation of the actuating motor of the excavating-hoisting mechanism of a ballast excavator — the paper presents several problems and an original method for determining the admissible load of actuating electric motors operating under conditions different from the rated conditions — different average rotation and ventilation system.

DC 621.34 : 621.313.2.072

Marga, Gh. : **Electric shaft of direct current machines — a new type of shaft.**

Electrotehnica **20**, nr. 4, april 1972, p. 150–156

The author presents a new type of electric shaft of direct current machines comparing it to that of asynchronous motors with wound rotors. The comparison draws attention to the advantages and disadvantages of this new type of shaft.

INVENTIONS 157–158
REPORTS 158–160
NEWS IN BRIEF 160

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 20 nr. 4 București, Aprilie 1972

Teoria componentelor de forță fictive — o nouă metodă de calcul pentru forțele electrodinamice spațialo-temporale la scurtcircuit

IACOB SUCIU* — Timișoara

CZ 621.3.014.32.001.2

1. Scopul lucrării

În sistemele cu conductoare electrice multiple, paralele în spațiu, parcurse de curenți oarecare variabili în timp, manifestările ponderomotoare care solicită fiecare conductor, sub influența celorlalte căi de curent, sînt extrem de complexe, variind în timp ca mărime și direcție în spațiu.

Pentru practică prezintă interes regimul de avarie la scurtcircuit deoarece fixarea conductoarelor și dimensiunile lor geometrice sînt determinate în principal de forțele electrodinamice care apar la trecerea supracurenților.

Pentru determinarea evoluției în timp și spațiu a mărimii acestor forțe, în lucrare se prezintă o metodă generală de calcul, denumită de autor „metoda componentelor de forță fictive". Această metodă are la bază calculul unor vectori de forță fictivi spațialo-temporali, care însumați algebric determină pe cale grafico-analitică diagramele de variație în timp și spațiu ale mărimii instantanee a forțelor electrodinamice rezultante reale care solicită un conductor oarecare din sistemul considerat.

Metoda propusă permite totodată „radiografierea" în profunzime a fenomenelor ce însoțesc aceste acțiuni ponderomotoare din sistemele de conductoare paralele, pe durata regimului tranzitoriu de scurtcircuit, evidențiindu-se influența diferitelor componente și valorilor fazelor inițiale ψ_i, care marchează momentul apariției supracurenților.

Concluziile obținute pentru conductoarele paralele, filiforme se pot extinde și asupra conductoarelor cu secțiuni mari și apropiate între ele, introducîndu-se în relații factorii de corecție.

În final studiul se aplică la cazurile concrete, foarte răspîndite în practică, din sistemele trifazate cu conductoarele avînd axele coplanare și echidistante în spațiu, rezultînd concluzii utile pentru proiectare.

Dintre multiplele aplicații ale metodei propuse în lucrare se menționează utilitatea acesteia în problemele de mare actualitate legate de vibrația conductoarelor sub acțiunea complexă a solicitărilor ponderomotoare la scurtcircuit brusc.

2. Formula generală a forței electrodinamice

Se consideră un sistem compus din n conductoare filiforme, paralele, rectilinii, de lungime infinită (fig. 1), parcurs de curenții de conducție i_n, variabili în timp după o lege oarecare.

Forța specifică instantanee (pe unitatea de lungime a conductorului) care se exercită transversal între două conductoare oarecare din sistemul considerat, parcurse de curenții i_j

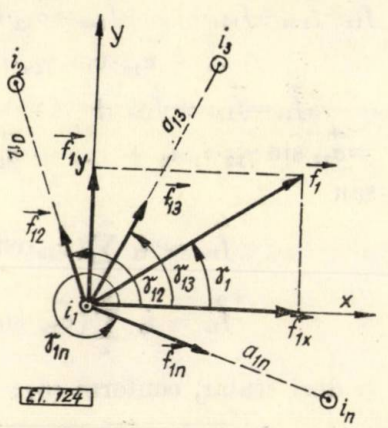


Fig. 1. Figură explicativă pentru calculul forței electrodinamice specifice f_1, conform relației (8).

și i_k și distanțate cu intervalul a_{jk}, se calculează cu expresia cunoscută :

$$\vec{f}_{jk} = \vec{\sigma}_{jk} \cdot i_j \cdot i_k, \ \mathrm{N \cdot m^{-1}} \qquad (1)$$

în care $\vec{f}_{jk} = -\vec{f}_{kj}$ și $\vec{\sigma}_{jk} = -\vec{\sigma}_{kj}$, unde $\sigma_{jk} = |\vec{\sigma}_{jk}| = |\vec{\sigma}_{kj}| = 2.10^{-7} \cdot a_{jk}^{-1}$ este valoarea absolută a vectorului de forță unitar, $\mathrm{N.m.^{-1}\ A^{-2}}$.

*Ing. *I. Suciu* este profesor la Facultatea de electrotehnică din Institutul politehnic — Timișoara

Această forță specifică, care acționează în planul determinat de cele două conductoare paralele, este de atracție cînd curenții au același sens și de respingere cînd curenții au sensuri opuse. Pentru determinarea forței specifice rezultante, instantanee, care solicită transversal, de exemplu, conductorul l, sub influența curenților din restul conductoarelor (fig. 1) se aplică teorema superpoziției :

$$\vec{f}_1 = \vec{f}_{12} + \vec{f}_{13} + \ldots + \vec{f}_{1n}. \tag{2}$$

Conform relației (1) ecuația (2) devine :

$$\vec{f}_1 = \vec{\sigma}_{12} \cdot i_1 \cdot i_2 + \vec{\sigma}_{13} \cdot i_1 \cdot i_3 + \ldots + \vec{\sigma}_{1n} \cdot i_1 \cdot i_n = \\ = i_1 \sum_2^n \vec{\sigma}_{1n} \cdot i_n. \tag{3}$$

Considerînd convențional că prin cele n conductoare curenții au același sens, atunci conductorul 1 va fi atras de fiecare din cele $(n-1)$ conductoare ale sistemului, cu forțele corespunzătoare $\vec{f}_{12}$; $\vec{f}_{13}$; $\vec{f}_{1n}$. Fixînd originea sistemului de axe xoy în conductorul 1, obținem pentru $\vec{f}_1$ componentele rectangulare, (fig. 1) :

$$\vec{f}_{1x} = \vec{f}_1 \cdot \cos\gamma_1 ; \\ \vec{f}_{1y} = \vec{f}_1 \cdot \sin\gamma_1 ; \tag{4}$$

care oferă posibilitatea stabilirii mărimii și direcției spațiale (unghiul geometric γ_1) a forței

$$f_1 = \pm\sqrt{f_{1x}^2 + f_{1y}^2}. \tag{5}$$

Expresiile vectoriale din (4) se pot dezvolta pe baza lui (1) în forma :

$$\left.\begin{aligned} &\vec{f}_{1x} = \vec{f}_{12x} + \vec{f}_{13x} + \ldots + \vec{f}_{1nx} = \vec{\sigma}_{12} \cdot \cos\gamma_{12} \cdot i_1 \cdot i_2 + \\ &\quad + \ldots + \vec{\sigma}_{1n} \cdot \cos\gamma_{1n} \cdot i_1 \cdot i_n ; \\ &\vec{f}_{1y} = \vec{f}_{12y} + \vec{f}_{13y} + \ldots + \vec{f}_{1ny} = \\ &= \vec{\sigma}_{12} \sin\gamma_{12} \cdot i_1 \cdot i_2 + \ldots + \vec{\sigma}_{1n} \cdot \sin\gamma_{1n} \cdot i_1 \cdot i_n \end{aligned}\right\} \tag{6}$$

sau

$$\vec{f}_{1x} = i_1 \sum_2^n (\vec{\sigma}_{1n} \cdot \cos\gamma_{1n} \cdot i_n) \\ \vec{f}_{1y} = i_1 \sum_2^n (\vec{\sigma}_{1n} \cdot \sin\gamma_{1n} \cdot i_n) \tag{7}$$

și deci scalar, conform (5) :

$$f_1 = \pm i_1 \sqrt{\left[\sum_2^n (\sigma_{1n} \cdot \cos\gamma_{1n} \cdot i_n)\right]^2 + \left[\sum_2^n (\sigma_{1n} \cdot \sin\gamma_{1n} \cdot i_n)\right]^2} \tag{8}$$

sau pentru oricare conductor din sistemul considerat :

$$f_j = \pm i_j \sqrt{\varphi}, \qquad \text{N.m.}^{-1}.$$

3. Metoda componentelor de forță fictive.

În ecuațiile stabilite mai sus, curenții fiind funcțiuni temporale, forțele electrodinamice instantanee care acționează asupra fiecărui conductor variază de asemenea în timp, atît ca mărime cît și ca orientare în spațiu, într-un plan perpendicular pe sistemul de conductoare paralele, rezultînd în fiecare moment solicitări mecanice foarte complexe.

Funcțiunea curentului se poate descompune matematic într-o sumă de funcțiuni componente, de formă convenabilă, de exemplu, periodică (i_p), aperiodică (i_a), sau de alte forme impuse de necesități $(i_b + i_c \ldots + i_\nu)$. Astfel pentru curentul din conductorul oarecare k putem scrie :

$$i_k = i_{kp}(t, \psi_i, \alpha) + i_{ka}(t, \psi_i, \alpha) + \ldots + i_{k\nu}(\ldots) \tag{9}$$

n care t este timpul ; ψ_i — faza inițială a curentului periodic ;

α — factorul de amortizare și $k = 1 \div n$.

Pentru conductorul 1, conform expresiilor din (7) obținem componentele ortogonale :

$$\vec{f}_{1x} \quad (i_{1p} + i_{1a} + \ldots + i_{1\nu}) \sum_2^n [\vec{\sigma}_{1n} \cdot \cos\gamma_{1n}(i_{np} + \\ + i_{na} + \ldots i_{n\nu})] \\ \vec{f}_{1y} = (i_{1p} + i_{1a} + \ldots + i_{1\nu}) \sum_2^n [\vec{\sigma}_{1n} \cdot \sin\gamma_{1n}(i_{np} + \\ + i_{na} + \ldots + i_{n\nu})]. \tag{10}$$

În relațiile din (10), efectuînd produse succesive între curenți se obține :

$$\vec{f}_{1x} = (\vec{\xi}_{1p,\Sigma p})_x + (\vec{\xi}_{1p,\Sigma a})_x + \ldots + (\vec{\xi}_{1p,\Sigma\nu})_x + \\ + \ldots + (\vec{\xi}_{1\nu,\Sigma x}) \\ \vec{f}_{1y} = (\vec{\xi}_{1p,\Sigma p})_y + (\vec{\xi}_{1p,\Sigma a})_y + \ldots + (\vec{\xi}_{1p,\Sigma\nu})_y + \\ + \ldots + (\vec{\xi}_{1\nu,\Sigma\nu})_y \tag{11}$$

în care valorile absolute ale vectorilor au expresiile după ox :

$$(\xi_{1p,\Sigma p})_x = i_{1p}(\sigma_{12} \cdot \cos\gamma_{12} \cdot i_{2p} + \sigma_{13} \cdot \cos\gamma_{13} \cdot i_{3p} + \\ + \ldots + \sigma_{1n} \cdot \cos\gamma_{1n} \cdot i_{np}) = \\ = i_{1p} \sum_2^n (\sigma_{1n} \cdot \cos\gamma_{1n} \cdot i_{np}) \\ (\xi_{1p,\Sigma a})_x = i_{1p}(\sigma_{12} \cdot \cos\gamma_{12} \cdot i_{2a} + \sigma_{13} \cdot \cos\gamma_{13} \cdot i_{3a} + \\ + \ldots + \sigma_{1n} \cdot \cos\gamma_{1n} \cdot i_{na}) = \\ = i_{1p} \sum_2^n (\sigma_{1n} \cdot \cos\gamma_{1n} \cdot i_{na}) \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ (\xi_{1p,\Sigma\nu})_x = i_{1p} \sum_2^n (\sigma_{1n} \cdot \cos\gamma_{1n} \cdot i_{n\nu}) \tag{12} \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ (\xi_{1\nu,\Sigma\nu})_x = i_{1\nu}(\sigma_{12} \cdot \cos\gamma_{12} \cdot i_{2\nu} + \\ + \sigma_{13} \cdot \cos\gamma_{13} \cdot i_{3\nu} + \ldots \sigma_{1n} \cdot \cos\gamma_{1n} \cdot i_{n\nu}) = \\ = i_{1\nu} \sum_2^n (\sigma_{1n} \cdot \cos\gamma_{1n} \cdot i_{n\nu})$$

iar după *oy* :

$$(\xi_{1p,\Sigma p})_y = i_{1p} \sum_2^n (\sigma_{1n} \cdot \sin \gamma_{1n} \cdot i_{np})$$
$$\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots$$
$$(\xi_{1p,\Sigma v})_y = i_{1p} \sum_2^n (\sigma_{1n} \cdot \sin \gamma_{1n} \cdot i_{nv}) \qquad (13)$$
$$\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots$$
$$(\xi_{1v,\Sigma v})_y = i_{1v} \sum_2^n (\sigma_{1n} \cdot \sin \gamma_{1n} \cdot i_{nv}).$$

Cu componentele din (12) şi (13) se determină valorile absolute instantanee ale vectorilor fictivi pentru forţa f_1 :

$$\left.\begin{aligned} f_{1p,\Sigma p} &= \sqrt{(\xi_{1p,\Sigma p})_x^2 + (\xi_{1p,\Sigma p})_y^2} \\ f_{1p,\Sigma a} &= \sqrt{(\xi_{1p,\Sigma a})_x^2 + (\xi_{1p,\Sigma a})_y^2} \\ &\cdots\cdots\cdots \\ f_{1p,\Sigma v} &= \sqrt{(\xi_{1p,\Sigma v})_x^2 + (\xi_{1p,\Sigma v})_y^2} \\ &\cdots\cdots\cdots \\ f_{1a,\Sigma v} &= \sqrt{(\xi_{1a,\Sigma v})_x^2 + (\xi_{1a,\Sigma v})_y^2} \\ &\cdots\cdots\cdots \\ f_{1v,\Sigma v} &= \sqrt{(\xi_{1v,\Sigma v})_x^2 + (\xi_{1v,\Sigma v})_y^2} \end{aligned}\right\} \qquad (14)$$

În ipoteza că fiecare din cei n curenţi conţin un număr de C componente, rezultă că numărul vectorilor fictivi devine egal cu C^2.

Astfel valoarea instantanee a forţei rezultante specifice care acţionează asupra conductorului 1 se determină, însumînd algebric valorile instantanee ale vectorilor fictivi din relaţiile (14)

$$\vec{f}_1 = \vec{f}_{1p,\Sigma p} + \vec{f}_{1p,\Sigma a} + \cdots + \vec{f}_{1v,\Sigma v}. \qquad (15)$$

care în cazul general este variabilă în timp şi spaţiu.

Vectorii fictivi de forţă derivă deci din interacţiunile ponderomotoare, care au loc între curenţii periodici, aperiodici şi de altă formă grupaţi conform relaţiilor (12) şi (13). Aceşti vectori îşi pot modifica mărimea şi direcţia în spaţiu funcţie de timpul t, de faza de curent ψ_i şi de factorul de amortizare α şi au punctul de aplicaţie în axa conductorului considerat.

4. Cazuri particulare utilizate în practică

Pentru exploatare prezintă interes forţele electrodinamice care solicită sistemele de conductoare trifazate, poziţionate coplanar sau echidistant în spaţiu.

În curent alternativ, pe durata regimurilor tranzitorii la scurtcircuit, curenţii au în general două componente : i_p — curentul periodic şi i_a — curentul aperiodic, ambele componente fiind funcţii de timp şi de faza iniţială ψ_i a curentului considerat.

Astfel în cazul unui scurtcircuit trifazat simetric cu apariţie bruscă, cînd componentele periodice $i_p(t)$ neamortizate, pe cele trei faze (A, B, C, înlocuind indicii 1, 2 şi 3) sînt egale între ele, prin cele trei conductoare paralele circulă curenţii :

$$i_A = i_{pm}[\sin(\omega t + \psi_i) - e^{-\alpha t} \cdot \sin \psi_i] = i_{Ap} + i_{Aa}$$
$$i_B = i_{pm}\left[\sin\left(\omega t + \psi_i - \frac{2\pi}{3}\right) - e^{-\alpha t} \cdot \sin\left(\psi_i - \frac{2\pi}{3}\right)\right] = i_{Bp} + i_{Ba} \qquad (16)$$
$$i_C = i_{pm}\left[\sin\left(\omega t + \psi_i + \frac{2\pi}{3}\right) - e^{-\alpha t} \cdot \sin\left(\psi_i + \frac{2\pi}{3}\right)\right] = i_{Cp} + i_{Ca}$$

iar din (10), considerînd n = 3, avem :

$$\vec{f}_{Ax} = (i_{Ap} + i_{Aa})\,[\vec{\sigma}_{AB} \cdot \cos \gamma_{AB}\,(i_{Bp} + i_{Ba}) + \vec{\sigma}_{AC} \cdot \cos \gamma_{AC}\,(i_{Cp} + i_{Ca})] \qquad (17)$$
$$\vec{f}_{Ay} = (i_{Ap} + i_{Aa})\,[\vec{\sigma}_{AB} \cdot \sin \gamma_{AB}\,(i_{Bp} + i_{Ba}) + \vec{\sigma}_{AC} \cdot \cos \gamma_{AC}\,(i_{Cp} + i_{Ca})]$$

Deoarece curenţii conţin fiecare cîte două componente avem $C^2 = 4$ şi conform cu (15) se obţine forţa rezultantă specifică pe conductorul A, compusă din patru vectori de forţă fictivi :

$$\vec{f}_A = \vec{f}_{Ap,\Sigma a} + \vec{f}_{Ap,\Sigma a} + \vec{f}_{Aa,\Sigma p} + \vec{f}_{Aa,\Sigma a}. \qquad (18)$$

4.1. Sistemul trifazat cu conductoare coplanare este un caz particular al sistemelor spaţiale întîlnit frecvent în practică. Forţa rezultantă care se exercită pe conductorul extern A se determină cu ajutorul relaţiilor (12), (13), (16) şi (18). Astfel conform figurilor 1 şi 2 :

$$\gamma_{AB} = \gamma_{AC} = 0, \text{ deci } \cos \gamma_{AB} = \cos \gamma_{AC} = 1$$
$$\sin \gamma_{AB} = \sin \gamma_{AC} = 0$$

şi

$$\vec{\sigma}_{AB} = 2.10^{-7} \cdot a_{AB}^{-1},\ \mathrm{N.m^{-1} \cdot A^{-2}}$$
$$\sigma_{AC} = 2.10^{-7} \cdot (2a_{AB})^{-1} = 10^{-7} \cdot a_{AB}^{-1} = \frac{\sigma_{AB}}{2}.$$

Din (12), (13) şi (16) se obţin vectorii fictivi cu modulele :

$$f_{Ap\Sigma p} = (\xi_{Ap\Sigma p})_x = i_{Ap}\,(\vec{\sigma}_{AB} \cdot i_{Bp} + \sigma_{AC} \cdot i_{Cp} =$$
$$= -\frac{\sigma_{AB}}{4} i_{pm}^2 \cdot \sin(\omega t + \psi_i)\,[3 \sin(\omega t + \psi_i) + \sqrt{3} \cos(\omega t + \psi_i)] \qquad (19)$$
$$f_{Ap,\Sigma a} = (\xi_{Ap,\Sigma a})_x = i_{Ap}\,(\vec{\sigma}_{AB} \cdot i_{Ba} + \sigma_{AC} \cdot i_{Ca} =$$
$$= \frac{\sigma_{AB}}{4} i_{pm}^2 \cdot \sin(\omega t + \psi_i) \cdot e^{-\alpha t}[3 \sin \psi_i + \sqrt{3} \cos \psi_i] \qquad (20)$$
$$f_{Aa,\Sigma p} = (\xi_{Aa,\Sigma p})_x = i_{Aa}\,(\vec{\sigma}_{AB} \cdot i_{Bp} + \sigma_{AC} \cdot i_{Cp}) =$$
$$= \frac{\sigma_{AB}}{4} i_{pm}^2 \cdot \sin \psi_i \cdot e^{-\alpha t}[3 \sin(\omega t + \psi_i) + \sqrt{3} \cos(\omega t + \psi_i)] \qquad (21)$$
$$f_{Aa,\Sigma a} = (\xi_{Aa,\Sigma a})_x = i_{Aa}\,(\vec{\sigma}_{AB} \cdot i_{Ba} + \sigma_{AC} \cdot i_{Ca}) =$$
$$= -\frac{\sigma_{AB}}{4} i_{pm}^2 \cdot \sin \psi_i,\ e^{-2\alpha t}[3 \sin \psi_i + \sqrt{3} \cos \psi_i] \qquad (22)$$

iar

$$(\xi_{Ap,\Sigma p})_y=(\xi_{Ap,\Sigma a})_y=(\xi_{Aa,\Sigma p})_y=(\xi_{As,\Sigma a})_y=0 \quad (23)$$

Conform (18) se determină în final

$$(f_A)_{ABC-coplanare}=f_{Ap,\Sigma p}+f_{Ap,\Sigma a}+f_{Aa,\Sigma p}+$$

$$+f_{Aa,\Sigma a}=-\frac{\sqrt{3}}{4}\cdot\sigma_{AB}\,i_{pm}^2\,[\sin(\omega t+\psi_i)-$$

$$-\sin\psi_i\cdot e^{-\alpha t}].\,[(\sqrt{3}\sin\psi_i+\cos\psi_i)\,e^{-\alpha t}$$

$$-\sqrt{3}\sin(\omega t+\psi_i)-\cos(\omega t+\psi_i)]. \quad (24)$$

În figura 2 se reprezintă variația în timp a forței rezultante și a forțelor fictive care se exercită asupra conductorului extern A (sau C), manifestînd solicitări ponderomotoare numai în planul determinat de cele trei conductoare.

Pe durata tranzitorie de scurtcircuit forța f_A conține patru componente fictive: componenta f_A', cu caracter permanent și componentele f_A'', f_A''', și f_A^{IV}, care se amortizează. Astfel după amortizare ($t=\infty$) pe durata regimului de scurtcircuit permanent, va acționa numai componenta fictivă f_A', care devine o forță reală:

$$f_A'=f_{A\Sigma\infty} \text{ sau } \vec{f}_{Ap,\Sigma p}=\vec{f}_{A\infty} \quad (25)$$

Din graficul funcției f_A' (fig. 2) se vede că maximul negativ este de circa 0,808/0,058 = = 14 ori mai mare ca maximul pozitiv, rezultînd că forța electrodinamică cea mai mare, care se exercită asupra conductoarelor externe A și C, este dirijată preponderent spre exteriorul sistemului coplanar, concluzie ce

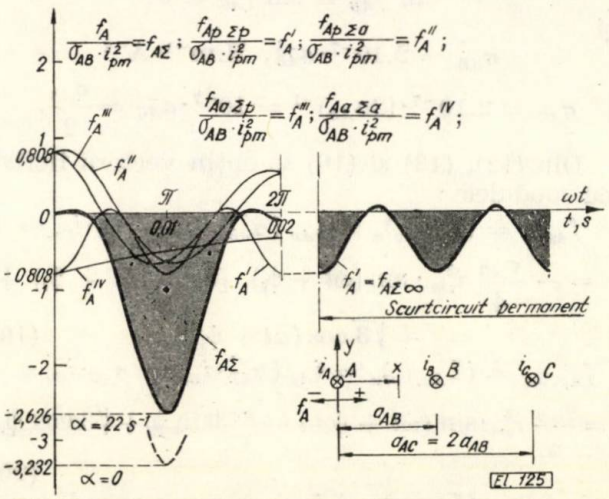


Fig. 2. Diagramele forțelor electrodinamice specifice reale și fictive care acționează asupra conductorului extern A (sau C) la un sistem coplanar $A-B-C$ în cazul scurtcircuitului tripolar asimetric ($\alpha=22\ s^{-1}$; $\psi_i=-105°$).

concordă cu rezultatele altor cercetări [3], [4].

Maximul valorii instantanee de șoc a forței rezultante f_A pentru condițiile normale $k_s=1{,}8$ și $\alpha=22\ s^{-1}$ are loc pentru $\psi_i=-105°$ și $\omega t=180°$ și rezultă din însumarea la momentul corespunzător șocului, a valorilor instantanee corespunzătoare componentelor fictive care sînt funcțiuni armonice sau aperiodice. Raportînd la valoarea de șoc a forței f_A, pe cele patru componente fictive. la momentul $t=\frac{\pi}{\omega}$ și la valorile parametrilor indicați mai sus, acestea participă în proporția: f_A cu 30,8%, f_A'' cu 24,7%, f_A''' cu 24,7% și f_A^{IV} cu 19,8%, rezultînd importanța componentei f_A'.

Astfel preponderența componentei f_A' față de celelalte componente se accentuează pe măsură ce sporește factorul de amortizare α, iar la $\alpha=0$ participația componentelor fictive devine uniformă ($4\times 0{,}808=3{,}232$). Se mai constată în final că f_A'' are un defazaj de $\pi/6$ în urma lui f_A''', care rămîne invariabil cu modificarea lui α.

Cînd conductorul A este poziționat central, simetric față de B și C la scurtcircuit se obține cea mai mare solicitare ponderomotoare și cea mai defavorabilă acțiune la regim permanent, comparativ cu cazul precedent. Conform figurii 3 avem:

$$\gamma_{AB}=0;\ \gamma_{AC}=180°;$$

deci

$$\cos\gamma_{AB}=1;\ \cos\gamma_{AC}=-1$$

$$\sin\gamma_{AB}=\sin\gamma_{AC}=0$$

și

$$\sigma_{AB}=\sigma_{AC}=2.10^{-7}\cdot a_{AB}^{-1},\ \mathrm{N.m^{-1}\cdot A^{-2}}.$$

Procedînd ca în cazul precedent se obține:

$$f_{Ap,\Sigma p}=\sigma_{AB}\cdot i_{Ap}\,(i_{Bp}-i_{Cp})=-$$

$$-\sqrt{3}\,\sigma_{AB}\cdot i_{pm}^2\cdot\sin(\omega t+\psi_i)\cdot\cos(\omega t+\psi_i) \quad (26)$$

$$f_{Ap,\Sigma a}=\sigma_{AB}\cdot i_{Ap}\,(i_{Ba}-i_{Ca})=\sqrt{3}\,\sigma_{AB}^{*}\cdot i_{pm}^2\cdot\sin(\omega t+$$

$$+\psi_i)\cdot\cos\psi_i\cdot e^{-\alpha t} \quad (27)$$

$$f_{Aa,\Sigma p}=\sigma_{AB}\cdot i_{Aa}\,(i_{Bp}^{*}-i_{Cp})=\sqrt{3}\,\sigma_{AB}^{*}\cdot i_{pm}^2\cdot\cos(\omega t+$$

$$+\psi_i)\cdot\sin\psi_i\cdot e^{-\alpha t} \quad (28)$$

$$f_{Aa,\Sigma a}=\sigma_{AB}\cdot i_{Aa}\,(i_{Ba}-i_{Ca})=$$

$$=-\sqrt{3}\,\sigma_{AB}\cdot i_{pm}^2\cdot\sin\psi_i\cos\psi_i\cdot e^{-2\alpha t} \quad (29)$$

și forța rezultantă:

$$(f_A)_{CAB-coplanare}=-(f_A)_{BAC-coplanare}=f_{Ap,\Sigma p}+f_{Ap,\Sigma a}+$$

$$+f_{Aa,\Sigma p}+f_{Aa,\Sigma a}=\sqrt{3}\cdot\sigma_{AB}^{*}\cdot i_{pm}^2\,[\sin(\omega t+\psi_i)-$$

$$-\sin\psi_i\cdot e^{-\alpha t}]\cdot[\cos\psi_i\cdot e^{-\alpha t}-\cos(\omega t+\psi_i)]. \quad (30)$$

În figură se prezintă variația în timp a forței rezultante care acționează asupra conductorului central și se arată descompunerea acesteia în cele patru componente de forță fictive. Ca și în cazul precedent componentele f_A'', f_A''' și f_A^{IV} au un caracter tranzitoriu, iar f_A' la regimul de scurtcircuit permanent devine o forță electro-

dinamică reală care acționează în planul sistemului de conductoare. Spre deosebire de cazul precedent conductorul central este solicitat uniform, periodic în ambele sensuri, cu variație

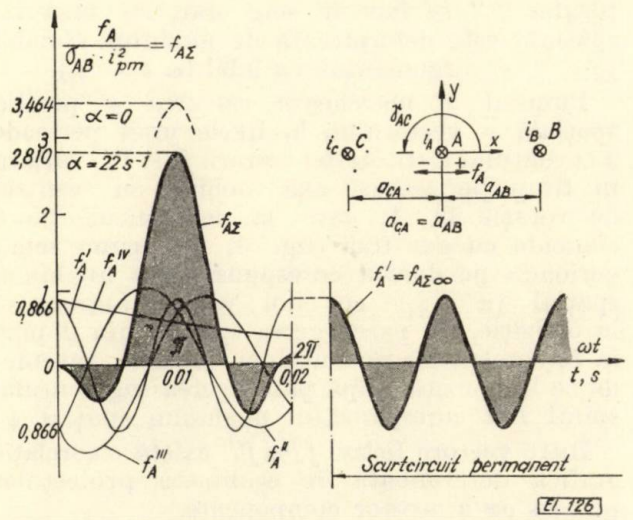


Fig. 3. Diagramele forțelor electrodinamice specifice reale și fictive care acționează asupra conductorului central A la un sistem coplanar $C-A-B$ în cazul scurtcircuitului tripolar asimetric ($\alpha = 22\ s^{-1}$, $\psi_i = -45°$).

sinusoidală, de amplitudine 0,866, depășind valoarea forței pe conductoarele externe cu 7% (0,866/0,808 = 1,07) [3], [4].

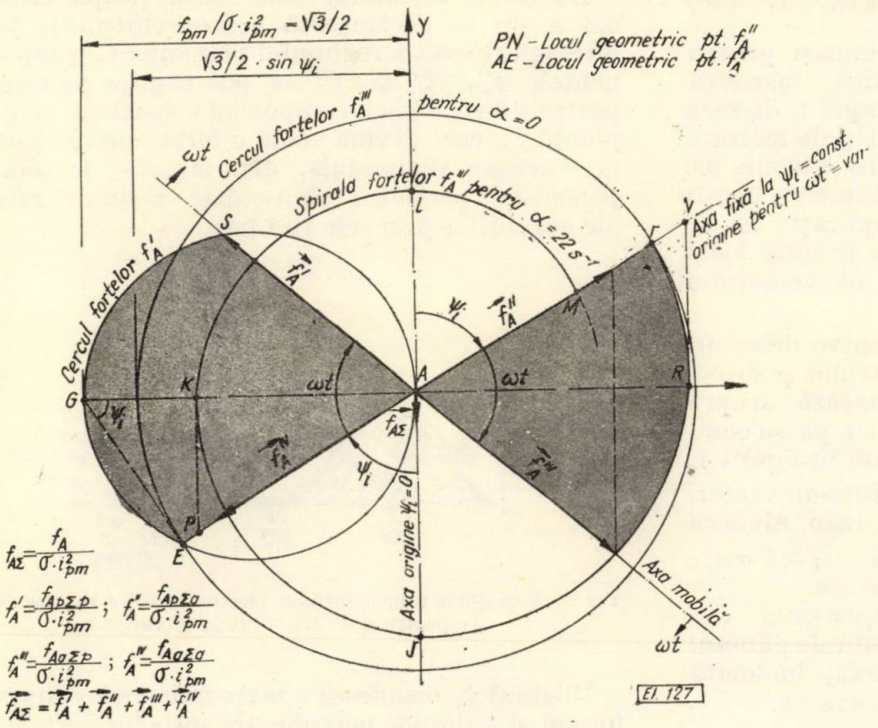


Fig. 4. Construcția grafico-analitică pentru determinarea mărimii și direcției forței electrodinamice rezultante f_A pe baza componentelor de forță fictive. În figură se prezintă cazul $\psi_i = 60°$, $\omega t = 71$, $\alpha = 22\ s^{-1}$

Maximul valorii instantanee de șoc a forței rezultante pe conductorul central pentru condițiile normale $k_s = 1{,}8$ și $\alpha = 22\ s^{-1}$ are loc pentru $\psi_i = -45°$ și $\omega t = 180°$ și este egal cu suma valorilor instantanee corespunzătoare componentelor fictive la momentul $t = \frac{\pi}{\omega}$. Participarea componentelor fictive la valoarea de șoc a forței exercitate pe conductorul central ($\omega t = \pi$) coincide cu cea determinată la conductoarele externe, rezultînd importanța componentei f'_A (30,8%) care nu este afectată de valoarea factorului de amortizare α. La $\alpha = 0$, pentru $\omega t = \pi$, cele patru componente devin egale ($4 \times 0{,}866 = 3{,}464$) și independent de valoarea factorului α, spre deosebire de cazul precedent, aici componenta f'''_A este permanent defazată în urma lui f''_A cu $\frac{\pi}{2}$.

Pentru practică prezintă interes valoarea forței de șoc a conductorului central, deoarece în condițiile menționate avem :

$$\left(\frac{3{,}464}{3{,}232}\right)_{\alpha=0} = \left(\frac{2{,}810}{2{,}626}\right)_{\alpha=22s^{-1}} = \left(\frac{0{,}866}{0{,}808}\right) \approx 1{,}07$$ regim permanent

deci o depășire cu 7% în toate regimurile de avarie sau normale față de valorile forțelor electrodinamice exercitate pe conductoarele externe.

4.2. Sistemul trifazat cu conductoarele echidistante în spațiu este de asemenea un caz frecvent întîlnit în practică.

Conform figurii 4 și relațiilor (16) și (17) avem :

$$\gamma_{AB} = 30°; \quad \gamma_{AC} = 330°$$

deci

$$\cos \gamma_{AB} = \cos 30° = \frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$\cos \gamma_{AC} = \cos 330° = \frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$\sin \gamma_{AB} = \sin 30° = \frac{1}{2}$$

$$\sin \gamma_{AC} = \sin 330° = -\frac{1}{2}$$

$$\sigma_{AB} = \sigma_{AC} = \sigma_{BC} = \sigma = 2.10^{-7} \cdot a^{-1}, \mathrm{N.m.^{-1}} \cdot \mathrm{A^{-2}}$$

$$a_{AB} = a_{AC} = a_{BC} = a$$

$$(\xi_{Ap,\Sigma p})_x = \frac{\sqrt{3}}{2}\ \sigma \cdot i_{Ap}\ (i_{Bp} + i_{Cp}) \qquad (31)$$

$$(\xi_{Ap,\Sigma p})_y = \frac{1}{2}\ \sigma \cdot i_{Ap}\ (i_{Bp} - i_{Cp}) \qquad (32)$$

Mărimile scalare ale vectorilor de forță fictivi pentru forța f_A se determină cu ajutorul expresiilor (14), (31) și (32):

$$f_{Ap,\Sigma p} = \frac{\sqrt{3}}{2}\,\sigma \cdot i_{pm}^2 \cdot \sin(\omega t + \psi_i) \tag{33}$$

$$f_{Ap,\Sigma p} = \frac{\sqrt{3}}{2}\,\sigma \cdot i_{pm}^2 \cdot \sin(\omega t + \psi_i) \cdot e^{-\alpha t} \tag{34}$$

$$f_{Aa,\Sigma a} = \frac{\sqrt{3}}{2}\,\sigma \cdot i_{pm}^2 \cdot \sin \psi_i \cdot e^{-\alpha t} \cdot \rho_0 \tag{35}$$

$$f_{Aa,\Sigma a} = \frac{\sqrt{3}}{2}\,\sigma \cdot i_{pm}^2 \cdot \sin \psi_i \cdot e^{-2\alpha t} \tag{36}$$

în care $\rho_0 = \sqrt{\sin^2(\omega t+\psi_i)+\cos^2(\omega t+\psi_1)}=1$, este modulul versorului de poziție.

Conform (15) se obține vectorul forță spațialo-temporal pe conductorul A, care rezultă din însumarea geometrică a vectorilor de forță fictivi:

$$\left(\vec{f}_A\right)_{A\,\text{—echidistante}}^{B\,C} = \vec{f}_{Ap,\Sigma p} + \vec{f}_{Ap,\Sigma a} + \vec{f}_{Aa,\Sigma p} + \vec{f}_{Aa,\Sigma a} \tag{37}$$

cu valoarea scalară [1] în cazul conectării pe scurtcircuit:

$$f_A = \pm\frac{\sqrt{3}}{2}\,\sigma \cdot i_{pm}^2\,[\sin(\omega t + \psi_i) - \\ - e^{-\alpha t} \cdot \sin \psi_i] \cdot \sqrt{e^{-2\alpha t} - 2e^{-\alpha t} \cdot \cos \omega t + 1}. \tag{38}$$

Vectorii de forță fictivi determinați pentru sistemul echidistant își modifică mărimea și direcția în spațiu funcție de timpul t, de faza de curent ψ_i pentru conductorul A și de factorul de amortizare α, descriind fiecare cîte un loc geometric particular. Însumînd geometric acești vectori fictivi, cu punctul de aplicație în A, pentru diferiți parametri dați, va rezulta locul geometric (hodograful mișcării) al vectorului rezultant f_A.

Construcția grafico-analitică pentru determinarea diagramei de variație a mărimii și direcției forței rezultante care acționează asupra conductorului A, cu ajutorul celor patru componente de forță fictive, se prezintă în figura 4.

Forța fictivă f'_A se reprezintă printr-un vector, de argument spațial $(\omega t + \psi_i)$, care alunecă cu vîrful pe cercul cu diametru $\overline{AG} = \sqrt{3}/2\,\sigma \cdot i_{pm}^2$ situat în domeniul negativ al axei ox.

Extremitatea vectorului componentei fictive f'_A alunecă în ambele sensuri față de punctul de aplicație A, pe o dreaptă fixă, înclinată cu unghiul spațial ψ_i în raport cu axa oy.

Pe durata unei perioade a curentului $i_p(t)$ componentele fictive f'_A și f''_A ating de două ori valorile lor maxime $\overline{AG}$, respectiv $\overline{AN}$ și $\overline{AP}$.

Extremitatea vectorului componentei fictive f'''_A descrie o spirală cu raza variabilă

$$\sqrt{3}/2\,\sigma \cdot i_{pm}^2 \cdot \sin \psi_i \cdot e^{-\alpha t}.$$

Punctul F de naștere a spiralei derivă din intersecția cercului de rază $\overline{AE} = \sqrt{3}/2\,\sigma \cdot i_{pm}^2 \cdot \sin \psi_i$ (la $\alpha = 0$), cu dreapta fixă dusă prin A, cu înclinația ψ_i, față de oy. Rotația vectorului f'''_A se face în sens orar, iar faza lui spațială este determinată de modulul variabil $\rho_0 \cdot e^{-\alpha t}$ și argumentul variabil $(\omega t + \psi_i)$.

Punctul M marchează valoarea și poziția spațială a vectorului, la finele unei perioade a curentului $i_p(t)$. Astfel vectorii f'_A și f'''_A variază în timp pe aceeași axă mobilă cu centrul de rotație în A, care la momentul $t = 0$ coincide cu axa fixă (fig. 4). În prima semiperioadă pe durata corespunzătoare unghiului spațial $(\pi - \psi_i)$ cei doi vectori acționează în opoziție, iar parcurgerea spiralei din J pînă în L, corespunde unei acțiuni sinfazice, revenindu-se la opoziție după parcurgerea segmentului spiral LM corespunzător unghiului spațial ψ_i.

Între vectorii fictivi f''_A și f'''_A există o corelație grafică determinată de egalitatea proiecțiilor pe axa ox a acestor componente.

Extremitatea vectorului componentei fictive f^{IV}_A alunecă rectiliniu pe porțiunea negativă $\overline{AE}$ a axei fixe de înclinație ψ_i. Această forță fictivă își va păstra direcția fixă în spațiu, determinată de $\psi_i = \text{const}$ și caracterul repulsiv de acționare în raport cu conductoarele B și C, echidistant poziționate.

La finele regimului tranzitoriu (după circa 0,3 s de la declanșarea scurtcircuitului), pe întreaga durată a regimului permanent, componentele f'_A, f'''_A și f^{IV}_A se pot neglija valoric, păstrîndu-se numai componenta spațială temporală f'_A, care devine acum o forță activă reală cu variație sinusoidală, determinată de componențele periodice sinusoidale neamortizate ale curenților prin cele trei faze.

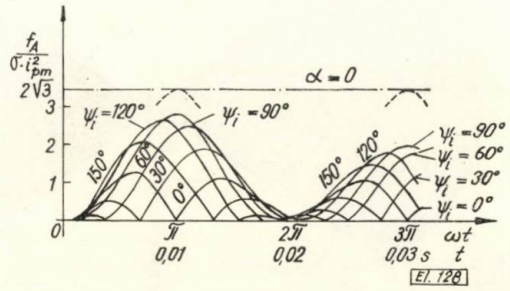


Fig. 5. Variația în timp a forțelor electrodinamice rezultante f_A pentru $\alpha = 22\text{s}^{-2}$ și $\psi_i = \text{var}$.

Unghiul ψ_i manifestă o mare influență asupra formei și valorilor maxime ale curbelor forțelor electrodinamice f_A. Substituind în ecuația (38) valorile $\psi_i = 0$;

$\frac{\pi}{6}$; $\frac{\pi}{3}$; $\frac{\pi}{2}$; $\frac{2\pi}{3}$; și $\frac{5\pi}{6}$, pentru $\alpha = 22\ \text{s}^{-1}$,

se obține familia de curbe din fig. 5. Valoarea

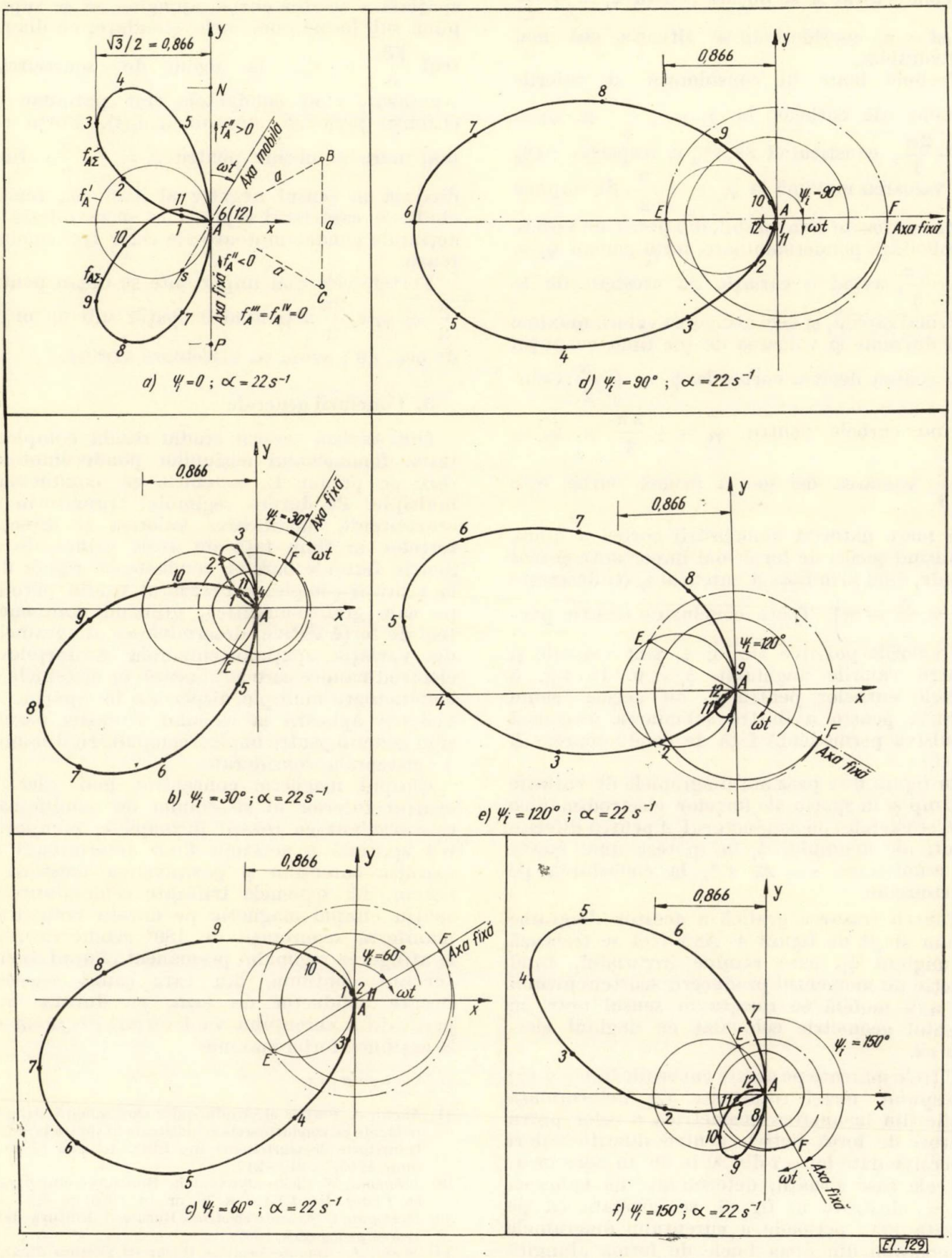


Fig. 6. Diagramele de variație în timp și spațiu ale forțelor electrodinamice f_A pentru $\alpha = 22\ s^{-1}$ și diferite valori ale unghiului ψ_i.

maximă (de şoc) cea mai mare a forţei rezultante pe conductorul A se obţine pentru $\psi_i = +\frac{\pi}{2}$ la $\omega t = \pi$, considerîndu-se situaţia cea mai defavorabilă.

Trebuie luate în consideraţie şi valorile maxime ale curbelor la $\psi_i = +\frac{\pi}{3}$ şi $\psi_i = +\frac{2\pi}{3}$, constituind 88,3% şi respectiv 94% din valoarea maximă la $\psi_i = +\frac{\pi}{2}$. Se impune ca un caz foarte defavorabil, din punct de vedere al solicitării ponderomotoare, forţa pentru $\psi_i = +\frac{2\pi}{3}$, avînd o variaţie de creştere de la zero mai rapidă, şi deci atingerea valorii maxime mai devreme şi valoarea de şoc fiind cu puţin mai redusă decît a curbei la $\psi_i = +\frac{\pi}{2}$. Comparînd curbele pentru $\psi_i = +\frac{2\pi}{3}$ şi $\psi_i = +\frac{\pi}{3}$ valoarea de şoc a primei curbe este mai mare datorită amortizării curbei a doua, rezultînd şocuri de forţă mai importante şi mai rapide, cînd prin faza A curentul i_p (t) descreşte $\left(\psi_i = \frac{\pi}{2} \to \pi\right)$. Toate concluziile deduse pentru valorile pozitive ale lui ψ_i sînt valabile şi pentru valorile unghiului $\psi_i < 0$. În fig. 5 buclele curbelor pentru f_A au acelaşi semn pozitiv, pentru a ilustra solicitarea mecanică repulsivă permanentă faţă de conductoarele B şi C.

În figura 6 se prezintă diagramele de variaţie în timp şi în spaţiu ale forţelor electrodimanice care se exercită pe conductorul A pentru diferite valori ale unghiului ψ_i în ipoteza unui factor de amortizare $\alpha = 22\ s^{-1}$, la conectarea pe scurtcircuit.

Pentru trasarea grafică a acestor diagrame ne-am slujit de figura 4. Axa fixă se trasează la unghiul ψ_i, care rămîne invariabil, fiind funcţie de momentul producerii scurtcircuitului iar axa mobilă se roteşte în sensul orar cu unghiul geometric echivalat cu unghiul electric ωt.

Cifrele marcate pe aceste curbe (de la 1 ... 12) corespund forţei rezultante $f_{A\Sigma}$, determinată grafic din însumarea geometrică a celor patru vectori de forţă fictivi, pentru diferite valori succesive date lui ωt din 30 în 30° în sens orar. În cele şase situaţii, determinate de valoarea lui ψ_i, ilustrate în fig. 6, se constată că pe durata unei perioade a curentului diagramele se compun din două bucle de formă alungită care pe durata tranzitorie de scurtcircuit îşi modifică permanent forma şi poziţia. Astfel bucla mică tinde să crească, iar bucla mare să se micşoreze, modificare însoţită de apropierea spaţială a acestor curbe, ajungînd să se suprapună sub forma unei curbe circulare, cu diametrul $\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \sigma \cdot i_{pm}^2$, la regim de scurtcircuit stabilizat, cînd conductele sînt parcurse de curenţii periodici sinusoidali $i_p(t)$. Forţa cea mai mare se obţine pentru $\psi_i = \pm\frac{\pi}{2}$, fiind dirijată în sensul negativ al axei ox, remarcîndu-se caracterul repulsiv ce se manifestă în acţiunile ponderomotoare ale celor trei conductoare.

Forţele cele mai importante se obţin pentru $\frac{\pi}{3} \leqslant \psi_i \leqslant \frac{2\pi}{3}$ acţionînd în spaţiu sub un unghi de cca. 40°, avînd ca bisectoare axa ox.

5. Concluzii generale

Din analiza acestui studiu rezidă complexitatea fenomenului acţiunilor ponderomotoare care se produc în sistemele cu conductoare multiple. Pe durata regimului tranzitoriu de scurtcircuit, modificarea valorică şi direcţiei forţelor în timp faţă de axele principale de inerţie fixe ale barelor conductoare rigide duc la vibraţii complexe. Prezentul studiu permite pe cale grafico-analitică, utilizînd componentele de forţă fictive, determinarea diagramelor de variaţie spaţialo-temporală a forţelor electrodinamice care acţionează în sistemele cu conductoare multiple dispersate în spaţiu, în vederea aplicării la calculul vibraţiei barelor şi în general pentru analiza comportării dinamice a sistemului considerat.

Cîmpul magnetic concentrat mai ales în spaţiul interior al sistemului de conductoare este oscilant cu rotaţii incomplete, comportarea spaţială a acestuia fiind determinată de variaţia curenţilor şi poziţionarea acestora în sistem. La sistemele trifazate echidistante în spaţiu cîmpul magnetic pe durata tranzitorie manifestă semirotaţii de 180° geometrice, iar la atingerea regimului permanent cîmpul devine turnant continuu, din care cauză succesiv fiecare conductor de fază, pe durata unei perioade a curentului va fi expus de două ori la acţiunea forţei maxime.

Bibliografie

[1] *Suciu, I.* Forţele electrodinamice care solicită sistemele trifazate cu conductoarele echidistante în spaţiu pe durata tranzitorie de scurtcircuit În: Electrotehnica 17, nr. 6, iunie 1969, p. 210–217.

[2] *Lehmann, W.* Elektrodynamische Beanspruchung paralleler Leiter. În: ETZ – A 76, nr. 14, 1955, p. 481–488.

[3] *Hortopan, G.* Aparate electrice, Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1967.

[4] *Suciu, I.* Aparate electrice, Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1968.

Intrat în redacţie la 25. V. 1971

Asupra parametrilor de comutare la regîstrele de deplasare cu ferite şi bucle de transfer necomandate

ION POPA şi NICOLAE BOGOEVICI — Timişoara

CZ 621.3.012.8 : 621.3.011.3 : 538.23

Registrele de deplasare realizate cu miezuri de ferite pot fi cu bucla de transfer necomandată sau cu bucla de transfer comandată. În ultimul caz, închiderea şi deschiderea circuitului buclei se realizează [1], [2] cu ajutorul unor „chei" cu tranzistori, ceea ce complică schema registrului comparativ cu situaţia în care bucla de transfer nu este comandată.

Dacă viteza de deplasare a informaţiei în registru nu se impune a fi prea mare, se preferă folosirea schemei mai simple, cu bucle de transfer necomandate. Studiul parametrilor de comutare la aceste tipuri de registre de deplasare prezintă o importanţă deosebită deoarece condiţiile de funcţionare sînt mai complexe decît în cazul cînd buclele de transfer sînt comandate.

În literatură [3], [4] sînt studiate registrele de deplasare cu bucle de transfer necomandate, recurgîndu-se la unele simplificări ce conduc la ecuaţii diferenţiale liniare, uşor integrabile. Pe această cale se determină numai valorile medii ale impulsurilor tensiunilor electromotoare induse, fără a se putea scoate în evidenţă influenţa timpului de creştere al acestor impulsuri asupra desfăşurării proceselor de comutare.

În cele ce urmează se urmăreşte studiul parametrilor de comutare considerînd ecuaţiile diferenţiale sub forma lor neliniară, ceea ce permite o analiză mai completă a acestor fenomene.

1. Stabilirea modelului de calcul

În figura 1 sînt reprezentate miezurile vecine notate cu $k-1$, k şi $k+1$, dintr-un registru de deplasare monotact cu ferite, cu n ranguri, avînd bucle de transfer necomandate. În tabela 1 sînt redate stările iniţiale posibile „1" sau „0" ale celor trei miezuri vecine $k-1$, k şi $k+1$.

Se precizează că cifra binară „1" înscrisă pe miez corespunde stării de remanenţă magnetică $+B_r$ iar cifra binară „0" corespunde la $-B_r$.

În acelaş tabel sînt precizate tensiunile electromotoare $u'_{e(k-1)}$, u_{ek}, u'_{ek} şi $u_{e(k+1)}$ (fig. 1) ce acţionează în buclele de transfer a şi b dintre miezurile $k-1$ şi k, respectiv k şi $k+1$, pe timpul basculării miezurilor sub acţiunea impulsului de tact $i_T < 0$.

Tabela 1

Starea iniţială a miezurilor				Tensiunea electromotoare rezultantă în buclele de transfer	
	$k-1$	k	$k+1$	a	b
1	2	3	4	5	6
1	1	1	1	$u'_{e(k-1)} + u_{ek}$	$u'_{ek} + u_{e(k+1)}$
2	0	1	1	$0 + u_{ek}$	$u'_{ek} + u_{e(k+1)}$
1	2	3	4	5	6
3	1	0	1	$u'_{e(k-1)} + 0$	$0 + u_{e(k+1)}$
4	1	1	0	$u'_{e(k-1)} + u_{ek}$	$u'_{ek} + 0$
5	0	0	1	$0 + 0$	$0 + u_{e(k+1)}$
6	1	0	0	$u'_{e(k-1)} + 0$	$0 + 0$
7	0	1	0	$0 + u_{ek}$	$u'_{ek} + 0$
8	0	0	0	$0 + 0$	$0 + 0$

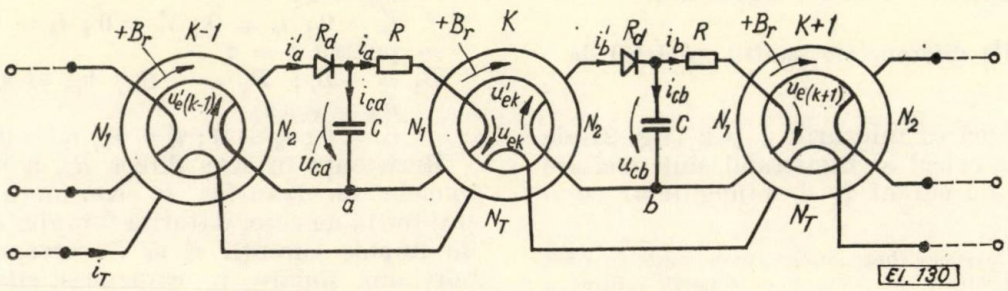


Fig. 1. Schema registrului de deplasare

Tensiunile electromotoare rezultante din buclele a, respectiv b, precizate în tabela 1, produc în înfăşurările N_1 şi N_2 ale miezurilor curenţi ce determină amperspire cu acţiune demagnetizantă în raport cu amperspirele curentului de tact.

Analizînd cele 8 stări iniţiale posibile din care are loc bascularea miezurilor sub acţiunea

* Dr. ing. *I. Popa* este şef de lucrări, iar dr. ing. *N. Bogoevici* este profesor la Facultatea de electrotehnică din Institutul politehnic — Timişoara

impulsului de tact, se reţine faptul că amperspirele demagnetizante pentru miezul k sînt maxime în cazul stării iniţiale 1, cînd pe miezurile $k-1$, k şi $k+1$ este înscrisă cifra binară „1". Corespunzător acestei situaţii, rezultă [5] pentru miezul k un timp de inversare τ maxim, respectiv tensiunea u_{cb} la care se încarcă condensatorul din bucla b este minimă. Valoarea tensiunii u_{cb} este importantă pentru asigurarea trecerii miezului $k+1$ la starea „1" după încetarea acţiunii impulsului de tact *.

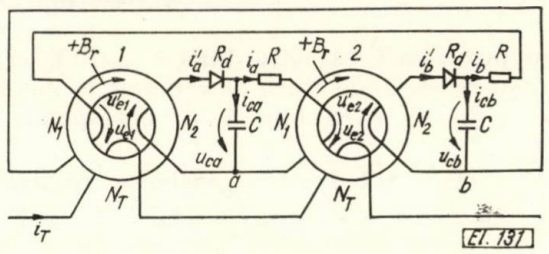


Fig. 2. Schema modelului de calcul

Generalizînd constatările de mai sus se deduce că funcţionarea cea mai defavorabilă a registrului în ansamblu are loc atunci cînd pe toate miezurile este înscrisă, în starea iniţială, cifra binară „1", iar între celula de rangul n şi celula din rangul 1 există o buclă de transfer similară cu bucla a (sau b) din figura 1, prin care se realizează funcţionarea în circuit închis a registrului. Pentru a asigura deplasarea informaţiei în registru, este necesar ca proiectarea (calculul) lui să se facă în cazul acestei funcţionări defavorabile. Ţinînd seama de simetria lanţului de miezuri şi a buclelor de cuplare ale registrului, se ajunge uşor la concluzia că, procesul de comutare pentru oricare miez din registru poate fi studiat cu ajutorul modelului din figura 2.

Calculul parametrilor de comutare pe baza modelului din figura 2 se face cu mult mai simplu decît în cazul cînd se iau în considerare toate miezurile şi buclele registrului.

2. Ecuaţiile diferenţiale pentru modelul de calcul

Ţinînd seama că miezurile 1 şi 2 (fig. 2) ale modelului de calcul al registrului sînt excitate prin impuls de curent i_T dreptunghiular cu o anumită amplitudine şi o anumită durată, sistemul de ecuaţii diferenţiale care descriu procesele electromagnetice de comutare se obţine [5] folosind teoremele lui Kirchhoff şi ecuaţiile de remagnetizare a celor două miezuri. Acest sistem de ecuaţii este:

$$\frac{dB_1}{dt} = r_m\left(1 - \frac{B_1^2}{B_s^2}\right)\left(\frac{i_T N_T}{l} - H_0 + \frac{i'_a N_2}{l} + \frac{i_b N_1}{l}\right) \tag{1}$$

$$\frac{dB_2}{dt} = r_m\left(1 - \frac{B_2^2}{B_s^2}\right)\left(\frac{i_T N_T}{l} - H_0 + \frac{i'_b N_2}{l} + \frac{i_a N_1}{l}\right) \tag{2}$$

$$i'_a = i_{ca} + i_a \tag{3}$$

$$-AN_2\frac{dB_1}{dt} - AN_1\frac{dB_2}{dt} = i'_a R_a + i_a \cdot R \tag{4}$$

$$u_{ca} = \frac{1}{C}\int i_{ca}\,dt = i_a \cdot R + AN_1\frac{dB_2}{dt} \tag{5}$$

$$-AN_2\frac{dB_2}{dt} - AN_1\frac{dB_1}{dt} = i'_b \cdot R + i_b \cdot R \tag{6}$$

$$i'_b = i_{cb} + i_b \tag{7}$$

$$u_{cb} = \frac{1}{C}\int i_{cb}\,dt = i_b R + AN_1 \cdot \frac{dB_1}{dt}. \tag{8}$$

Notaţiile din ecuaţiile de mai sus sînt cele folosite şi în figura 2, respectiv:

B_1 — inducţia magnetică în miezul 1;
B_2 — inducţia magnetică în miezul 2;
B_s — inducţia de saturaţie a miezurilor de ferită;
r_m — rezistenţa dinamică maximă [5];
$H_0 < 0$ — cîmpul magnetic prag [5];
A — secţiunea transversală a miezului de ferită;
l — lungimea medie a torului de ferită.

Condiţiile iniţiale de care se ţine seama la integrarea sistemului de ecuaţii diferenţiale (1) ... (8) sînt:

— pentru $t = 0$

$$B_1 = +B_r;\quad B_2 = +B_r;\quad u_{ca} = 0;\quad u_{cb} = 0;\quad i'_a = 0;\quad i_a = 0;\quad i'_b = 0;\quad i_b = 0, \tag{9}$$

— pentru $t = \tau$

$$B_1 = -B_r;\quad B_2 = -B_r;\quad u_{ca} = u_{ca}(\tau);\quad u_{cb} = u_{cb}(\tau)$$
$$i'_a = 0;\quad i_a = 0;\quad i'_b = 0;\quad i_b = 0. \tag{10}$$

Rezistenţa în sens direct R_d, a diodelor din buclele de transfer se consideră constantă şi diferită de zero, datorită faptului că în regim de impuls curenţii i'_a şi i'_b corespund practic porţiunii liniare a caracteristicilor diodelor [1], [2].

Integrarea pe cale analitică a ecuaţiilor (1) — (8), pentru determinarea inducţiilor magnetice şi a curenţilor ca funcţii de timp, este practic imposibilă. Trebuie însă avut în vedere că analiza registrelor de deplasare are drept scop final determinarea timpului de inversare în care basculează miezurile, pentru ca, pe această bază, să se adopte durata τ_i a impulsu-

* Timpul de inversare (basculare) τ, se defineşte ca fiind timpul necesar pentru a bascula un miez magnetic utilizat ca element binar din starea de remanenţă magnetică $-B_r$ în starea $+B_r$, sau invers, sub acţiunea unui impuls de tact, de amplitudine i_T şi durată τ_i, date.

Este cunoscut faptul că pentru a realiza bascularea miezului, în stări corespunzătoare ciclului histerezis limită trebuie să se adopte durata impulsului de tact $\tau_i \geqslant \tau$ [5].

Timpul de inversare a miezurilor sub acţiunea curentului de descărcare a condensatorului, are o valoare (τ') diferită de timpul τ, ce se calculează în prezenta lucrare. Timpul de transfer al informaţiei de pe miezul k, pe miezul $k+1$ este $\tau + \tau'$, în condiţia că se adoptă $\tau_i = \tau$ [1].

lui de tact, $\tau_i \geqslant \tau$. Pe de altă parte, este necesar să se determine tensiunea $u_{ca}(\tau)$, respectiv u_{cb} (τ), cu care condensatoarele din buclele de transfer rămîn încărcate după trecerea miezurilor din starea „1" în starea „0". Valorile acestor tensiuni sînt deosebit de importante avînd în vedere încetarea acțiunii impulsului de tact, la descărcarea condensatoarelor prin înfășurările N_1 ale miezurilor trebuie să se realizeze curenți suficient de mari pentru a readuce miezurile în starea „1". Aceste mărimi se pot obține prin integrări relativ simple ținîndu-se seama de condițiile inițiale (9) și (10) precum și de următoarele relații cunoscute [5]:

$$\int_0^{\tau} \frac{dB}{dt} \cdot \frac{1}{r_m(1 - B^2/B_s^2)} \cdot dt = \int_{+B_r}^{-B_r} \frac{dB}{r_m(1 - B^2/B_s^2)} =$$

$$= -\frac{2B_s}{r_m} \operatorname{Arght} \frac{B_r}{B_s} = -S_w \qquad (11)$$

$$= \int_0^{\tau} \frac{dB}{dt} \cdot dt = \int_{+B_r}^{-B_r} dB = -2B_r \qquad (12)$$

în care S_w, reprezintă constanta de comutare (parametru de impuls al miezurilor toroidale de ferite).

3. Determinarea lui τ și u_{ca} (τ)

În cele ce urmează vom căuta să obținem un sistem algebric de două ecuații pentru determinarea timpului de inversare τ și a tensiunii u_{ca} (τ) la bornele condensatorului din bucla de transfer a (fig. 2), pentru timpul $t = \tau$.

Eliminînd pe căi algebrice simple curenții i_a, i'_a, i_b și i'_b din ecuațiile (1) — (4) și (6) se obține curentul de încărcare a condensatorului din bucla a în forma:

$$i_{ca}(t) = \frac{-AN_2 \frac{dB_2}{dt} - AN_1 \frac{dB_1}{dt} - \frac{dB_1}{dt} \frac{1}{r(B_1)} \cdot \frac{lR}{N_1} - \frac{dB_2}{dt} \cdot \frac{1}{r(B_2)} \cdot \frac{lR_d}{N_2} + H^* \left(\frac{R}{N_1} + \frac{R_d}{N_2}\right)}{\frac{R_d^2}{R+R_d}\left(\frac{N_1}{N_2} - \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{R^2}{R_d^2}\right)} -$$

$$- \frac{\left(\frac{AN_2}{R+R_d} \cdot \frac{dB_1}{dt} + \frac{AN_1}{R+R_d} \cdot \frac{dB_2}{dt}\right)\left(\frac{N_2 R}{N_1} + \frac{N_1 R_d}{N_2}\right)}{\frac{R_d^2}{R+R_d}\left(\frac{N_1}{N_2} - \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{R^2}{R_d^2}\right)} \qquad (13)$$

unde, pentru simplificarea scrierii s-au introdus notațiile:

$$r_m (1 - B_1^2/B_s^2) = r(B_1), \qquad (14)$$

$$r_m (1 - B_2^2/B_s^2) = r(B_2), \qquad (15)$$

$$\frac{i_T N_T}{l} - H_0 = H^* = \text{constant}. \qquad (16)$$

Cu ajutorul curentului i_{ca} din (13) se calculează:

$$u_{ca}(t) = \frac{1}{C} \cdot \int_0^t i_{ca}(t)\, dt =$$

$$= \frac{-AN_2(B_2 - B_r) - AN_1(B_1 - B_r) - \frac{lR}{N_1}\frac{B_s}{r_m}\left(\operatorname{Argth}\frac{B_1}{B_s} - \operatorname{Argth}\frac{B_r}{B_s}\right) - \frac{lR_d}{N_2}\frac{B_s}{r_m}\left(\operatorname{Argth}\frac{B_2}{B_s} - \operatorname{Argth}\frac{B_r}{B_s}\right)}{\frac{CR_d^2}{R+R_d}\left(\frac{N_1}{N_2} - \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{R_2}{R_d^2}\right)} +$$

$$+ \frac{H^* l \cdot t\left(\frac{R}{N_1} + \frac{R_d}{N_2}\right) - \left(\frac{N_2}{N_1} R + \frac{N_1}{N_2} R_d\right)\left[\frac{AN_2}{R+R_d}(B_1 - B_r) + \frac{AN_1}{R+R_d}(B_2 - B_r)\right]}{\frac{CR^2}{R+R_d} - \left(\frac{N_1}{N_2} - \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{R^2}{R_d^2}\right)}. \qquad (17)$$

La deducerea relației (17) s-au utilizat condițiile inițiale (9).

Pentru $t = \tau$, conform condițiilor inițiale (10) relația (17) devine:

$$u_{ca}(\tau) = \frac{(-H^*) l(R + R_d)\tau - S_w l(R + R_d) -}{CRN_2(1 - \zeta)}$$

$$\frac{- A\, 2B_r N_2^2 (1 + \zeta \cdot R/R_d)^2}{CRN_2(1 - \zeta)} \qquad (18)$$

unde s-a ținut seama de relația (11) și s-a introdus pentru simplificarea scrierii coeficientului numeric:

$$\zeta = \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{R_d}{R} > 0 \qquad (19)$$

Relația (18) obținută mai sus constituie o ecuație algebrică cu două necunoscute, τ și u_{ca} (τ). Pentru determinarea acestor necunoscute este necesară încă o ecuație.

Cea de a doua ecuație se obține de asemenea din sistemul de ecuații (1) — (8), considerînd [2] că funcțiile $B_1(t)$ și $B_2(t)$ sînt aproximativ

simetrice în raport cu $\tau/2$ (fig. 3), ceea ce conduce la relaţiile :

$$\int_0^{\tau} B\,(t)\,\mathrm{d}t \cong 0, \tag{20}$$

$$\int_0^{\tau} \mathrm{Argth}\,\frac{B\,(t)}{B_s}\,\mathrm{d}t \cong 0. \tag{21}$$

Cu aceste aproximaţii, prin integrarea relaţiei (17) şi ţinînd seama de notaţia (19) rezultă :

$$\int_0^{\tau} u_{ca}\,(t)\,\mathrm{d}t = \frac{(-H^*)\,l\,(R+R_d)\frac{\tau^2}{2} - S_w\,l\,(R+R_d)\frac{\tau}{2} - AB_r N_2^2\,(1+\zeta\cdot R/R_d\,)^2\tau}{C\,R\,N_2\,(1-\zeta)} \tag{22}$$

Comparînd acum relaţiile (18) şi (22) se obţine :

$$\int_0^{\tau} u_{ca}(t)\,\mathrm{d}t \cong u_{ca}\,(\tau)\cdot\frac{\tau}{2}. \tag{23}$$

Eliminînd curenţii i_a' şi i_a din (3), (4) şi (5) se obţine relaţia :

$$\frac{-AN_2\frac{\mathrm{d}B_1}{\mathrm{d}t} - AN_1\frac{dB_2}{\mathrm{d}t} - i_{ca}R_d}{R+R_d} = \frac{u_{ca} - AN_1\frac{dB_1}{\mathrm{d}t}}{R} \tag{24}$$

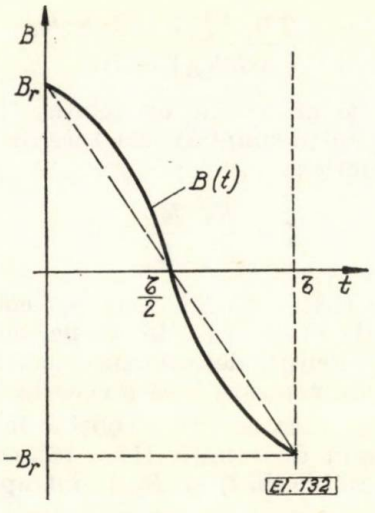


Fig. 3. Curba $B(t)$ simetrică

care integrată în raport cu timpul, între limitele $t = 0$ şi $t = \tau$ şi ţinînd seama de aproximaţia (23), conduce la cea de a doua ecuaţie algebrică pentru τ şi $u_{ca}\,(\tau)$, de forma :

$$\frac{AN_2\,2B_r + AN_1\,2B_r - u_{ca}\,(\tau)\,CR_d}{R+R_d} = \frac{u_{ca}\,(\tau)\cdot\frac{\tau}{2} + AN_1\,2B_r}{R} \tag{25}$$

Prin substituirea necunoscutei τ din (18) în (25) se deduce o ecuaţie algebrică de gradul doi pentru $u_{ca}\,(\tau)$:

$$u_{ca}^2\,(\tau)\,CRN_2\,(1-\zeta) + u_{ca}\,(\tau)[2\,(-H^*)lCRR_d + S_w\,l\,(R+R_d) + A2B_r N_2^2(\zeta\cdot R/R_d+1)^2] - 4\,(-H^*)\,l\,AB_r\,RN_2\,(1-\zeta) = 0 \tag{26}$$

al cărui discriminant este pozitiv.

Soluţiile ecuaţiei (26) sînt :

$$u_{ca}\,(\tau) = \frac{P}{2\,RCR_2\,(1-\zeta)}\left(\pm\sqrt{1+\frac{Q}{P^2}}-1\right) \tag{27}$$

în care, pentru simplificarea scrierii, s-au introdus notaţiile :

$$2(-H^*)\;l\,CRR_d + S_w\,l\cdot(R+R_d) + A\,2\,B_r N_2^2\,(\zeta\cdot R/R_d+1)^2 = P \tag{28}$$

$$16(-H^*)\cdot l\cdot AB_r CR^2N_2^2\,(1-\zeta)^2 = Q. \tag{29}$$

Înlocuind $u_{ca}\,(\tau)$ din (27) în ecuaţia (18) se obţine expresia timpului de inversare τ în forma :

$$\tau = \frac{S_w}{(-H^*)} + \frac{A2B_r N_2^2(\zeta\cdot R/R_d+1)^2}{(-H^*)\cdot l\,(R+R_d)} + \left[\frac{S_w}{2(-H^*)} + \frac{CRR_d}{R+R_d} + \frac{A2B_r N_2^2(\zeta\cdot R/R_d+1)^2}{2(-H^*)\cdot l\,R+R_d)}\right]\cdot\left(\pm\sqrt{1+\frac{Q}{P^2}}-1\right) \tag{30}$$

Din relaţia (30) se observă uşor că soluţia corespunzătoare semnului minus în faţa radicalului nu are sens deoarece conduce la $\tau < 0$. Deci sistenul de ecuaţii (18) şi (25) are o singură pereche de soluţii şi anume cele din (27) şi (30) considerînd numai semnul plus în faţa radicalului.

Pentru a se realiza trecerea miezului *2* (fig. 2) în starea „1" prin descărcarea condensatorului, trebuie ca $u_{ca}\,(\tau) > 0$ ceea ce înseamnă $\zeta < 1$, condiţie care combinată cu (19) stabileşte domeniul de valori pentru factorul numeric ζ :

$$0 < \zeta < 1. \tag{31}$$

Datorită simetriei modelului din figura 2 tensiunea $u_{cb}\,(\tau)$ este egală cu $u_{ca}\,(\tau)$.

4. Exemplu numeric

Adoptăm parametrii miezurilor şi ai buclei de transfer, ca şi în cazul registrului cu bucle de transfer comandate [1]:

$l = 0{,}785 \cdot 10^{-2}$m $\qquad H_0 = 90$ A/m

$A = 0{,}6 \cdot 10^{-6}$m^2 $\qquad S_w = 60.10^{-6}$ C/m

$B_r = 0{,}27$ T $\qquad r_m = 1{,}8 \cdot 10^4 \Omega$/m;

$R_d = 35\ \Omega$; $R = 40\ \Omega$; $C = 12 \cdot 10^{-9} F$;

$N_1 = 17$ spire; $N_2 = 28$ spire.

Se constată că este îndeplinită condiţia:

$$\zeta = \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{R_d}{R} = 0{,}53 < 1.$$

În tabela 2 sînt redate valorile calculate pentru τ şi $u_c(\tau)$ la încărcarea condensatorului, în cazul registrului cu bucle de transfer necomandate şi al registrului cu bucle de transfer comandate, pentru aceiaşi parametri.

Tabela 2

$-H^*$ A/m	Registru cu buclă de transfer necomandată				Registru cu buclă de transfer comandă	
	$u_c(\tau)$, V	$u_c^*(\tau^*)$, V	τ, μs	τ^* μs	$u_c(\tau)$, V	τ, μs
435	1,46	1,05	2,746	5,300	9,56	1,078
540	1,75	1,31	2,227	4,250	9,70	0,881
630	1,99	1,52	1,910	3,365	10,90	0,835

Se constată, cum era şi de aşteptat, că tensiunea $u_c(\tau)$ este mult mai mică şi respectiv timpul τ este mult mai mare în cazul registrului de bucle necomandate. Rezultă deci că în cazul registrelor cu bucle necomandate tensiunea $u_c(\tau)$ poate fi cu totul insuficientă pentru a readuce miezul *2* în starea „1". Pentru a realiza această reducere este necesară majorarea cîmpului ($-H^*$) şi reconsiderarea valorilor parametrilor buclei de transfer pe baza relaţiilor (27) şi (30).

În tabela 2 s-au introdus şi mărimile $u_c^*(\tau^*)$ şi τ^* pentru acelaşi registru de deplasare cu bucla de transfer necomandată, calculate conform relaţiilor date în [4, pag. 104].

5. Concluzii

— Studiul parametrilor de comutare la registrele de deplasare cu ferite şi bucle de transfer necomandate, este mai dificil decît în cazul în care buclele de transfer sînt comandate. Pentru a uşura acest studiu se poate recurge la un model de calcul, stabilit pentru situaţia cea mai defavorabilă privind desfăşurarea proceselor de comutare.

— Sistemul de ecuaţii neliniare scrise pentru modelul de calcul permite determinarea mărimilor τ şi $u_c(\tau)$, fără a recurge la metode de liniarizare a ecuaţiilor, ceea ce evident, conduce la un studiu analitic mai apropiat de realitate.

— Comparînd timpii de inversare şi tensiunile cu care se încarcă condensatoarele din buclele de transfer, pentru registrele cu bucle necomandate şi registrele cu bucle comandate se constată că primul tip de registre funcţionează în condiţii mult mai dificile. Se poate întîmpla ca transmiterea informaţiei prin astfel de registre să nu mai aibă loc, dacă parametrii registrului nu sînt de valori potrivite.

— Prin liniarizarea ecuaţiilor diferenţiale [4] se obţin timpi de inversare mai mari decît în cazul folosirii ecuaţiilor neliniare care descriu corect fenomenul. Alegerea duratei impulsului de tact τ_i, pe baza timpului τ^* din tabela 2, conduce la descărcarea condensatorului înainte de încetarea acţiunii impulsului de tact, ceea ce îngreunează procesul de transmitere a informaţiei în registru.

— Expresiile deduse în lucrare pentru τ şi $u_c(\tau)$, împreună cu relaţiile ce descriu procesul de descărcare a condensatorului [1], pot servi la proiectarea registrelor de deplasare cu ferite şi bucle de transfer necomandate.

Bibliografie

[1] *Popa, I.* Contribuţii la studiul registrelor de deplasare monotact cu ferite. În: Buletinul ştiinţific şi tehnic al IPT, seria Electrotehnica, fascicola 1, 1970, Timişoara.

[2] *Kuznețov, A. I.* şi *Samaev, Iu. M.* K analizu i sintezu schem soderjaşcih magnitnîe seredeciniki s priamougolinoi petlei ghisterezisa i reaktivnîe elementî. În: Trudî M.E.I. Bîpusk 60 ciasti 1, 1965, Moskva.

[3] *Segal, A.* Proiectarea registrelor de deplasare cu inele magnetice. În: Automatica şi Electronica, vol. 5, nr. 4, 1961.

[4] *Sorîkin, A. P.* Magnitnîe elementi vîcislitelinîh maşin. Moscova, Izg. Vîşaia Şcola, 1965.

[5] *Popa, I.* şi *Bogoevici, N.* Cu privire la calculul circuitelor electrice ce conţin miezuri magnetice cu ciclul de histerezis dreptunghiular excitate cu impulsuri de curent. În: Electrotehnica 19, nr. 3, 1971.

Intrat în redacţie la 15. IV. 1971

Cu privire la cauzele funcţionării cu factor de putere scăzut a motoarelor asincrone de acţionare a războaielor de ţesut

IOSIF BERGMAN* — Iaşi

CZ 621.313.33.016.25 : 677.054

Folosirea motoarelor asincrone la acţionarea utilajelor cu sarcină variabilă (compresoare, războaie de ţesut etc.) ridică o serie de probleme specifice (stabilitate, armonice în reţea, alegerea puterii motorului din considerente de regim termic ş.a.) care sînt studiate în literatură [1] — [3].

Un grup de cercetători din Kiev deduc expresiile curenţilor şi variaţia lor în timp pentru cazul compresoarelor frigorifice într-o serie de lucrări din care citäm doar ultima [4]. Ei recomandă creşterea rezistenţei active a înfăşurării rotorului pentru scăderea componentelor pulsatorii ale curenţilor.

O problemă aparte o prezintă acţionările individuale ale maşinilor textile şi în mod deosebit războaielor de ţesut la care puterea motoarelor de acţionări este de ordinul a 1 kW. Experienţa arată că în acest caz factorul de putere este scăzut [5], [6], ceea ce implică cheltuieli suplimentare de producţie şi dificultăţi în exploatarea motoarelor.

Plecînd de la această ultimă situaţie, în lucrarea de faţă se analizează cauzele care duc la reducerea factorului de putere al motoarelor asincrone de acţionare a războaielor de ţesut.

Valoarea instantanee a alunecării

Cuplul la arborele principal al războiului de ţesut şi deci viteza de rotaţie a acestuia variază, în timpul unei rotaţii după o curbă complexă, nesinusoidală [2], [5], [6].

În [7] se propune următoarea formulă aproximativă a vitezei unghiulare instantanee a arborelui principal al războiului de ţesut:

$$\omega_a = \omega_m\left(1 + \frac{\mu}{2}\cos 2\,\omega_m t\right) \qquad (1)$$

care va fi utilizată în lucrarea de faţă.

S-a notat viteza unghiulară medie:

$$\omega_m = \frac{\omega_{max} + \omega_{min}}{2} \qquad (2)$$

şi gradul de neregularitate:

$$\mu = \frac{\omega_{max} - \omega_{min}}{\omega_m}, \qquad (3)$$

ω_{max}, ω_{min} şi ω_m fiind vitezele unghiulare maximă, minimă şi medie ale arborelui principal al războiului de ţesut.

Fie ν raportul de transmisie de la arborele principal al războiului de ţesut la cel al motorului electric (de obicei $\nu = 3 \div 10$), atunci viteza unghiulară a arborelui motorului va fi:

$$\omega = \nu\,\omega_m\left(1 + \frac{\mu}{2}\cos 2\,\omega_m t\right)$$

şi alunecarea în raport cu viteza unghiulară de sincronism $\omega_1 = 2\,\pi_n$:

$$s = 1 - \frac{\omega}{\omega_1} = 1 - \frac{\nu\,\omega_m}{\omega_1} - \frac{\nu\,\mu\,\omega_m}{2\,\omega_1}\cos 2\,\omega t.$$

Dacă se notează cu

$$s_0 = 1 - \frac{\nu\,\omega_m}{\omega_1}, \qquad (4)$$

componenta alunecării care nu variază în timp, rezultă:

$$s = \int s_0 - \frac{\nu\,\mu\,\omega_m}{2\,\omega_1}\cos 2\,\omega_m t. \qquad (5)$$

Unghiul de rotaţie al rotorului în spaţiu:

$$\beta_r = \int s\,\omega_1\,dt = s_0\,\omega_1\,t - \frac{\nu\,\mu}{4}\sin 2\,\omega_m t. \qquad (6)$$

Valorile instantanee complexe ale t.e.m. induse în rotor şi curentului secundar al motorului asincron

T.e.m. indusă într-o fază a înfăşurării rotorului raportată la stator, se exprimă în sistemul de coordonate al rotorului [8]:

$$e_2' = \Psi_2'\,p\,\varepsilon^{j\beta_r} = s\,\omega_1\,\Psi_2'\,\varepsilon^{j\beta_r}. \qquad (7)$$

Dacă se ţine seama de relaţiile (5) şi (6) expresia t.e.m. devine:

$$e_2' = \left(s_0\,\omega_1 - \frac{\nu\,\mu\,\omega_m}{2}\cos 2\,\omega_m t\right)\Psi_2'\,\varepsilon^{js_0\omega_1 t - j\frac{\nu\mu}{4}\sin 2\omega_m t}. \qquad (8)$$

Pentru dezvoltarea acestei expresii se vor utiliza seriile Neuman rapid descrescătoare pe baza funcţiilor Bessel de speţa întîi [8]. Se poate scrie:

$$e^{-j\frac{\nu\mu}{4}\sin 2\,\omega_m t} = J_0\left(\frac{\nu\,\mu}{4}\right) + 2\sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}\left(\frac{\nu\,\mu}{4}\right)\cos 4n\,\omega_m t +$$

$$+ 2j\sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}\left(\frac{\nu\,\mu}{4}\right)\cdot\sin\,(1-2_n)\,2\,\omega_m t.$$

* Dr. ing. *I. Bergman* este conferenţiar la catedra de maşini electrice, Institutul Politehnic, Iaşi.

În felul acesta, după unele calcule, expresia valorii instantanee complexe a t.e.m. induse rezultă :

$$e'_2 = s_0\,\omega_1 J_0\left(\frac{\nu\mu}{4}\right)\Psi'_2\cos s_0\,\omega_1 t + \\ + A_{(-2)}\,\omega_1\,\Psi'_2\cos(s_0\,\omega_1 - 2\,\omega_m)\,t + \\ + A_{(2)}\,\omega_1\,\Psi'_2\cos(s_0\,\omega_1 + 2\,\omega_m)\,t + \\ + A_{(-4)}\,\omega_1\,\Psi'_2\cos(s_0\,\omega_1 - 4\,\omega_{m1})\,t + \\ + A_{(4)}\,\omega_1\,\Psi'_2\cos(s_0\,\omega_1 + 4\,\omega_m)\,t - \\ - \Psi'_2\frac{\nu\mu\,\omega_m}{4}J_2\left(\frac{\nu\mu}{4}\right)[\cos(s_0\,\omega_1 - 6\,\omega_m)\,t + \\ + \cos(s_0\,\omega_1 + 6\,\omega_m)\,t] + 2\,\Psi'_2\left(s_0\,\omega_1 - \right. \\ \left. - \frac{\nu\mu\,\omega_m}{2}\cos 2\,\omega_m t\right)\left[\cos s_0\,\omega_1 t\sum_{n=2}^{\infty}J_{2n}\left(\frac{\nu\mu}{4}\right)\cos 4\,n\,\omega_m t - \right. \\ \left. - \sin s_0\,\omega_1 t\sum_{n=2}^{\infty}J_{2n-1}\left(\frac{\nu\mu}{4}\right)\sin(1-2\,n)\,2\,\omega_m t\right] + \\ + j\,s_0\,\omega_1 J_0\left(\frac{\nu\mu}{4}\right)\Psi'_2\sin s_0\omega_1 t + j\,A_{(-2)}\omega_1\Psi'_2\sin(s_0\omega_1 - \\ - 2\,\omega_m)\,t + j\,A_{(2)}\,\omega_1\,\Psi'_2\sin(s_0\,\omega_1 + 2\,\omega_m)\,t + \\ + j\,A_{(-4)}\,\omega_1\,\Psi'_2\sin(s_0\,\omega_1 - 4\,\omega_m)t + \\ + jA_{(4)}\omega_1\Psi'_2\sin(s_0\omega_1 + 4\,\omega_m)\,t - \frac{j\Psi'_2\nu\mu\omega_m}{4}J_2\left(\frac{\nu\mu}{4}\right)\times \\ \times[\sin(s_0\,\omega_1 - 6\,\omega_m)\,t + \sin(s_0\,\omega_1 + 6\,\omega_m)\,t] + \\ + 2\,j\,\Psi'_2\left(s_0\,\omega_1 - \frac{\nu\mu\,\omega_m}{2}\cos 2\,\omega_m t\right)\times \\ \times\left[\sin s_0\,\omega_1 t\sum_{n=2}^{\infty}J_{2n}\left(\frac{\nu\mu}{4}\right)\cos 4\,n\,\omega_m t + \right. \\ \left. + \cos s_0\,\omega_1 t\sum_{n=2}^{\infty}J_{2n-1}\left(\frac{\nu\mu}{4}\right)\sin(1-2\,n)\,2\,\omega_m t\right], \tag{9}$$

unde :

$$A_{(-2)} = -\frac{\nu\mu\,\omega_m}{4\omega_1}\left[J_0\left(\frac{\nu\mu}{4}\right) + J_2\left(\frac{\nu\mu}{4}\right)\right] + s_0 J_1\left(\frac{\nu\mu}{4}\right)$$

$$A_{(2)} = -\frac{\nu\mu\,\omega_m}{4\,\omega_1}\left[J_0\left(\frac{\nu\mu}{4}\right) + J_2\left(\frac{\nu\mu}{4}\right)\right] - s_0 J_1\left(\frac{\nu\mu}{4}\right)$$

$$A_{(-4)} = s_0 J_2\left(\frac{\nu\mu}{4}\right) - \frac{\nu\mu\,\omega_m}{4\omega_1}J_1\left(\frac{\nu\mu}{4}\right)$$

$$A_{(4)} = s_0 J_2\left(\frac{\nu\mu}{4}\right) + \frac{\nu\mu\,\omega_m}{4\,\omega_1}J_1\left(\frac{\nu\mu}{4}\right). \tag{10}$$

Firește că valoarea instantanee a t.e.m. induse într-o fază a înfășurării secundare se exprimă în mărimi sinusoidale prin partea reală a expresiei (9).

În mod corespunzător curentul într-o fază a înfășurării secundare este :

$$i'_2 = \frac{s_0\,\omega_1\,\Psi'_2 J_0\left(\frac{\nu\mu}{4}\right)\cos(s_0\,\omega_1\,t - \varphi_0)}{\sqrt{r'^2_2 + s_0^2\,x'^2_2}} + \\ + \frac{A_{(-2)}\,\omega_1\,\Psi'_2\cos[(s_0\,\omega_1 - 2\,\omega_m)\,t - \varphi_{2(-2)}]}{\sqrt{r'^2_2 + \left(s_0 - \frac{2\omega_m}{\omega_1}\right)^2 x'^2_2}} + \\ + \frac{A_{(2)}\,\omega_1\,\Psi'_2\cos[(s_0\,\omega_1 + 2\,\omega_m)\,t - \varphi_{2(2)}]}{\sqrt{r'^2_2 + \left(s_0 + \frac{2\,\omega_m}{\omega_1}\right)^2 x'^2_2}}. \tag{11}$$

Cu r'_1 și x'_2 s-au notat rezistența și reactanța de scăpări pe fază ale rotorului raportate la stator.

Avînd în vedere faptul că valorile numerice ale funcțiilor Bessel de speța întîi nu variază liniar cu argumentul $\left(\frac{\nu\mu}{4}\right)$, analiza influenței gradului de neregularitate μ asupra t.e.m. induse e_2 și curentul i_2 este deosebit de complicată. Firește că, dacă gradul de neregularitate este nul ($\mu = 0$), relațiile (9) și (11) se reduc la forma obișnuită pentru motorul asincron funcționînd la sarcină constantă

$$\cos\varphi_{20} = \frac{r'_2}{\sqrt{r'^2_2 + s_0^2\,x'^2_2}}$$

$$\cos\varphi_{2(-2)} = \frac{r'_2}{\sqrt{r'^2_2 + \left(s_0 + \frac{2\,\omega_m}{\omega_1}\right)^2 x'^2_2}}$$

$$\cos\varphi_{2(2)} = \frac{r'_2}{\sqrt{r'^2_2 + \left(s_0 - \frac{2\,\omega_m}{\omega_1}\right)^2 x'^2_2}}$$

$$\sin\varphi_{20} = \frac{s_0\,x'_2}{\sqrt{r'^2_2 + s_0^2\,x'^2_2}}$$

$$\sin\varphi_{2(2)} = \frac{\left(s_0 - \frac{2\omega_m}{\omega_1}\right)^2 x'_2}{\sqrt{r'^2_2 + \left(s_0 - \frac{2\omega_m}{\omega_1}\right)^2 x'^2_2}}$$

$$\sin\varphi_{2(2)} = \frac{\left(s_0 + \frac{3\,\omega_m}{\omega_1}\right) x'_2}{\sqrt{r'^2_2 + \left(s_0 + \frac{2\omega_m}{\omega_1}\right)^2 x'^2_2}}. \tag{12}$$

Așa cum rezultă din relațiile (11) și (12) componentele reactive ale armonicelor curenților sînt cu atît mai importante cu cît este mai

mare ordinul acestora. Prin urmare efectul armonicelor superioare ale curentului asupra cuplului motor scade cu creșterea ordinului lor, în schimb ele contribuie la înrăutățirea factorului de putere al motorului.

Expresiile puterilor

Se știe [8] că expresia puterii electromagnetice a mașinii asincrone se exprimă prin relația :

$$P_M = \frac{m_1 \omega_1}{2} R_e(\Psi_2' \; i_2'^*) \tag{13}$$

unde $m_1 = 3$ este numărul fazelor înfășurării statorului, $i_2'^*$ expresia complexă conjugată a curentului din rotor, raportul la stator și Ψ_2' fluxul rezultant înlănțuit raportat la stator.

Valoarea instantanee complexă a fluxului rezultant înlănțuit este :

$$\psi_2' = \Psi_2' \; \varepsilon^{j\beta r} \tag{14}$$

sau, dezvoltînd ca mai sus, cu ajutorul seriilor Neuman :

$$\begin{aligned}\psi_2' = \Psi_2 \Bigg\{ & J_0\left(\frac{\nu\mu}{4}\right) \cdot \cos s_0 \omega_1 t + j \sin s_0 \omega_1 t) + \\ & + \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}\left(\frac{\nu\mu}{4}\right) [\cos (s_0 \omega_1 + 4n\omega_m) \; t + \\ & + \cos (s_0 \omega_1 - 4n\omega_m) \; t] + \\ & + \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}\left(\frac{\nu\mu}{4}\right) [\cos (s_0 \omega_1 - (2n-1) 2\omega_m) t - \\ & - \cos (s_0 \omega_1 t + (2n-1)2\omega_m t] + \\ & + j \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}\left(\frac{\nu\mu}{4}\right) [\sin (s_0 \omega_1 t + 4n\omega_m t) + \\ & + \sin (s_0 \omega_1 t - 4n\omega_m t)] + \\ & + j \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}\left(\frac{\nu\mu}{4}\right) [\sin (s_0 \omega_1 t - (2n-1) 2\omega_m t) - \\ & - \sin (s_0 \omega_1 t + (2n-1) \; 2\omega_m t]. \end{aligned} \tag{15}$$

Se vor deduce expresiile puterilor activă, reactivă și deformantă, considerînd numai termenii lui ψ_2' și $i_2'^*$ cu pulsația $s_0\omega_1$, $(s_0\omega_1 - 2\omega_m)$ și $(s_0\omega_1 + 2\omega_m)$ adică neglijînd restul armonicelor curentului și fluxului înlănțuit.

Se introduc notațiile :

$$s_k = \frac{r_2'}{x_2'} \tag{16}$$

și

$$E_2' = \frac{\omega_1 \Psi_2'}{2} \tag{17}$$

E_2' fiind valoarea eficace a tensiunii pe fază a rotorului în repaos, raportată la stator și aproximativ egală cu tensiunea relației.

Puterea activă, constantă în timp din rotorul motorului asincron rezultă conform teoriei curenților nesinusoidali [9]

$$P_M = \frac{3E_2'^2}{x_2'} s_k \left[\frac{s_0 J_0^2\left(\frac{\nu\mu}{4}\right)}{s_k^2 + s_0^2} + \frac{J_1\left(\frac{\nu\mu}{4}\right) A_{(-2)}}{s_k^2 + \left(s_0 - \frac{2\omega_m}{\omega_1}\right)^2} - \frac{J_1\left(\frac{\nu\mu}{4}\right) A_{(2)}}{s_k^2 + \left(s_0 + \frac{2\omega_m}{\omega_1}\right)^2} \right]. \tag{18}$$

Dacă se consideră funcția Bessel de speța întîi de ordinul zero $J_0\left(\frac{\nu\mu}{4}\right) \cong 1$, primul termen al expresiei (18) reprezintă puterea activă secundară a motorului asincron funcționînd cu alunecarea constantă s_0. Ceilalți doi termeni ai relației (18) reprezintă puterea activă cerută de sarcina pulsatorie.

Puterea reactivă constantă în timp se exprimă prin relația.

$$Q_m = \frac{m_1 \omega_1}{2} I_m(\psi_2' \; i_2'^*) \tag{19}$$

și rezultă :

$$Q_m = \frac{3E_2'^2}{x_2} \left[\frac{s_0^2 J_0^2\left(\frac{\nu\mu}{4}\right)}{s_k^2 + s_0^2} + \frac{J_1\left(\frac{\nu\mu}{4}\right) A_{(-2)}\left(s_0 - \frac{2\omega_m}{\omega_1}\right)}{s_k^2 + \left(s_0 - \frac{2\omega_m}{\omega_1}\right)^2} - \frac{J_1\left(\frac{\nu\mu}{4}\right) A_{(2)}\left(s_0 + \frac{2\omega_m}{\omega_1}\right)}{s_k^2 + \left(s_0 + \frac{2\omega_m}{\omega_1}\right)^2} \right]. \tag{20}$$

Ca și în cazul relației (18) primul termen reprezintă puterea reactivă secundară corespunzătoare sarcinii invariabile în timp, definită prin alunecarea s_0. Această putere reactivă este deosebit de mică atît aici cît și la funcționarea motorului cu sarcină constantă. La valorile obișnuite ale gradului de neregularitate $\mu = 0{,}15 - 0{,}25$ și la raport de transmisie $\nu \cong 4$, termenii $J_1\left(\frac{\nu\mu}{4}\right)$, $A_{(-2)}$ și $A_{(2)}$ sînt mici, deci și puterile active și reactive corespunzătoare.

Puterea deformantă ce apare în orice regim nesinusoidal va fi exprimată aici prin relaţia:

$$D_M = 3\,\omega_1 \sqrt{\sum_{0}^{m,n} [(\Psi'_{2m}\, I'_{2n})^2 + (\Psi_{2n}\, I'_{2m})^2 - 2\,\Psi'_{2m}\,\Psi^1_{2n}\, I'_{2m}\, I'_{2n} \cos(\varphi_{2in} - \varphi_{2n})} \qquad (21)$$

semnarea făcîndu-se prin permutarea circulară a indicilor.

Rezultă expresia:

$$D_M = \frac{3E'^2_2}{x'_2} \sqrt{\frac{A^2_{(2)}\left[J^2_1\left(\frac{\nu\mu}{4}\right) + J^2_0\left(\frac{\nu\mu}{4}\right)\right]}{s_k^2 + \left(s_0 - \frac{2\omega_m}{\omega_1}\right)^2} + \frac{A^2_{(2)}\left[J^2_1\left(\frac{\nu\mu}{4}\right) + J^2_0\left(\frac{\nu\mu}{4}\right)\right]}{s_k^2 + \left(s_0 + \frac{2\omega_m}{\omega_1}\right)^2} + \frac{2s_0 J^2_0\left(\frac{\nu\mu}{4}\right) J^2_1\left(\frac{\nu\mu}{4}\right)}{s_k^2 + s_0^2} - \frac{2A_{(-2)}A_{(2)}J^2_1\left(\frac{\nu\mu}{4}\right)\left(s_k^2 + s_0^2 - \frac{4\omega_m^2}{\omega_1}\right)^2}{s_k^4 + 2s_k^2\left(s_0^2 + \frac{4\omega_m^2}{\omega_1^2}\right) + \left(s_0^2 - \frac{4\omega_m^2}{\omega_1^2}\right)} - \frac{-2s_0 J^2_0\left(\frac{\nu\mu}{4}\right) J^2_1\left(\frac{\nu\mu}{4}\right)}{s_k^2 + s_0^2}\left[\frac{A_{(-2)}\left(s_k^2 + s_0^2 - 2s_0\frac{\omega_m}{\omega_1}\right)}{s_k^2 + \left(s_0 - \frac{3\omega_m}{\omega_1}\right)^2} - \frac{A_{(2)}\left(s_k^2 + s_0^2 + \frac{2s_0\omega_m}{\omega_1}\right)}{s_k^2 + \left(s_0 + \frac{2\omega_m}{\omega_1}\right)^2}\right]} \qquad (22)$$

din care se deduce concluzia fundamentală a lucrării de faţă şi anume că sarcina pulsatorie a motorului asincron duce la apariţia unei puteri deformante importante în raport cu cea reactivă deci la scăderea importantă a factorului de putere a motorului asincron.

La grad de neregularitate nul, $\mu = 0$, puterea deformantă D_M se anulează, iar expresiile (18) şi (19) se simplifică ajungînd la forma obişnuită pentru motorul ce antrenează o sarcină constantă în timp.

Bilanţul puterilor. Factorul de putere

Motorul asincron ce antrenează o sarcină pulsatorie, absoarbe de la reţea puterea activă:

$$P_1 = P_M + p_{Fe} + p_{j1} \qquad (23)$$

puterea reactivă:

$$Q_1 = Q_M + Q_0 \qquad (24)$$

şi puterea deformantă D_2.

S-a notat cu p_{Fe} — pierderile în fier, cu p_{j1} şi p_{j2} — pierderile ~oule în înfăşurări şi cu Q_0 — puterea reactivă corespunzătoare curentului de magnetizare al motorului.

Factorul de putere al motorului, pentru care vom păstra notaţia improprie cos φ, este exprimat prin relaţia:

$$\cos\varphi = \frac{P_1}{\sqrt{P_2^1 + Q_1^2 + D_M^2}}. \qquad (25)$$

Este evident că în cazul sarcinii pulsatorii factorul de putere al motorului este mai mic în primul rînd din cauza apariţiei puterii deformante.

Exemplu de calcul al factorului de putere

Considerăm un motor asincron fabricat de către Uzinele Electroprecizia Săcele, cu datele nominale: 0,8 kW; 380/220 V; 3,68/2,1 A, 948 rot/min, cos $\varphi = 0{,}77$; $\eta = 0{,}74$; $\frac{I_p}{I_n} = 4{,}73$; $\frac{M_p}{M_n} = 2{,}26$; $\frac{M_{max}}{M_n} = 2{,}4$; $r_1 = 7{,}42\ \Omega$.

Aplicînd formulele uzuale de la maşina asincronă, se deduc valorile: $r'_2 = 5{,}8\ \Omega$ şi $x'_2 = 8{,}5\ \Omega$ iar $s = 0{,}684$.

Fie raportul de transmisie de la arborele motorului asincron la arborele principal $\nu = 4{,}9$, gradul de neregularitate al războiului de ţesut $\mu = 0{,}15$ şi alunecarea corespunzătoare sarcinii invariabile în timp $s_0 = 0{,}025$. Cu relaţiile (18) (20) şi (22) se obţin valorile puterilor activă $P_M = 614$ W, reactivă $Q_M = 37$ VAR şi deformantă $D_M = 1124$ VAD dacă se neglijează căderea de tensiune în stator. Dacă se consideră curentul de magnetizare al motorului $I_0 = 0{,}9$ A, rezultă puterea reactivă $Q_0 = 594$ VAR şi deci $Q_1 = 631$ VAR Neglijînd pierderile Joule şi în fier rezultă pentru factorul de putere calculat cu relaţia (25) valoarea 0,48 ceea ce este foarte puţin.

Măsurătorile efectuate pe un război de ţesut românesc fabricat de Uzinele Unirea Cluj şi antrenat de motorul cu aceste date nominale, au dat pentru factorul de putere valoarea cos φ = 0,46 [7]. Pentru aceste valori ale puterilor rezultă curentul absorbit de 2,06 A, deci apropiat de cel nominal.

Rezultă că motorul asincron absoarbe de la rețea curentul nominal dar produce la arbore o putere utilă mult mai mică decît cea înscrisă pe tăbliță (absoarbe 0,61 kW față de 0,8 kW, puterea utilă de pe tăbliță) tocmai datorită sarcinii pulsatorii.

Posibilități de creștere a factorului de putere

Analiza relațiilor și valorilor numerice prezentate confirmă faptul cunoscut că motoarele de acționare ale războaielor de țesut funcționează cu factor de putere scăzut. Cauza principală a acestui fapt, stabilită în lucrarea de față, este absorbirea de către motor a unei puteri deformante apreciabile.

Reducerea puterii deformante se poate obține acționînd fie asupra parametrilor motorului fie asupra mașinii de lucru.

În exemplul de calcul prezentat s-a considerat un grad de neregularitate mic al războiului de țesut $\mu = 0{,}15$. Pentru limita superioară a gradului de neregularitate, indicată în literatură $\mu = 0{,}25$, puterea deformantă absorbită de motorul din exemplul de calcul atinge valoarea $D = 2140$ VAD, iar curentul absorbit devine inadmisibil : $I = 3{,}5$ A.

Valoarea gradului de neregularitate al războiului de țesut este legată de o serie de considerente tehnologice analizate în literatura de specialitate.

Calculele arată că dacă motorul de acționare ar avea viteza de sincronism de 1 500 rot/min, raportul de transmisie ν ar crește la 7,35, ceea ce are un efect analog măririi gradului de neregularitate de la 0,15 la 0,25. Astfel se explică de ce motoarele asincrone de acționare a războaielor de țesut sînt de viteză mică. Este știut că asemenea motoare asincrone sînt mai grele, mai scumpe și au randamentul și factorul de putere mai scăzute.

Avînd în vedere experiența dobîndită de fabricile constructoare de mașini electrice, consider rațională construirea de motoare asincrone de mică putere cu 8 sau chiar 10 poli, pentru antrenarea războaielor de țesut românești. Utilizarea unor astfel de motoare ar avea un efect favorabil asupra factorului de putere al țesătoriilor în măsură suficientă pentru a justifica creșterea cheltuielilor de investiții.

Consider că este rațională construirea motoarelor asincrone de antrenare a războaielor de țesut cu rezistența activă a coliviei mărită în oricare măsură, pentru creșterea factorului de putere. Aceasta este o soluție, preconizată în [4] pentru atenuarea oscilațiilor curenților absorbiți de motoare asincrone ce antrenează compresoare frigorifice.

În cazul războaielor de țesut mărirea rezistenței secundare a motorului ar duce la reducerea sensibilă a puterii deformante — relația (22). Trebuie remarcat faptul că influența favorabilă a acestei măsuri asupra caracteristicilor de pornire nu prezintă vreo importanță pentru că motoarele pornesc în gol și se cuplează printr-un angrenaj cu fricțiune la arborele principal al războiului.

Se apreciază că nici scăderea randamentului motorului nu este esențială.

Din cele arătate se desprinde de asemenea concluzia că mărirea vitezei arborelui principal al războiului de țesut adică mărirea numărului de bătăi în unitatea de timp are efect favorabil atît asupra productivității muncii cît și asupra factorului de putere.

Concluzii

— Cauza principală care duce la scăderea factorului de putere al motoarelor asincrone de antrenare a războaielor de țesut este absorbirea de putere deformantă de la rețea.

— Consumul de putere reactivă de către motoarele asincrone ce antrenează războaie de țesut nu se mărește simțitor.

— Armonicele superioare ale curentului prezintă componente reactive a căror importanță relativă crește odată cu ordinul lor.

— Se fundamentează teoretic necesitatea alegerii de motoare asincrone lente la antrenarea războaielor de țesut.

— Din relații rezultă clar efectul favorabil al micșorării gradului de neregularitate și al creșterii rezistenței active secundare asupra valorii factorului de putere.

— Creșterea productivității muncii războaielor de țesut prin mărirea numărului de bătăi pe minut contribuie la creșterea factorului de putere al motorului asincron de antrenare.

— Într-o lucrare viitoare se vor prezenta unele recomandări pentru proiectarea motoarelor asincrone destinate a antrena războaie de țesut.

Bibliografie

[1] *Boțan, N. V.* Bazele calculului acționărilor electrice. București, Editura tehnică, 1970.

[2] *Brașovan, M.* și *Seracin, E.* Metode noi de proiectare a acționărilor electrice. București, Editura Academiei RSR, 1968.

[3] *Leonhard, A.*, Periodisch, schwenkende Belastung von Asychronmaschinem. În : E.u.M., 81, nr. 21 1964, p. 581—586.

[4] *Antemiuk, B.T.* Nekotorie osobennosti izmenenia tokov asinhronnovo dvigatelia pri periodiceskoi nagruzke. În : Problemi tehniceskoi elektrodinamiki (Culegere de articole), nr. 22, 1970, p. 32—37.

[5] Energieverhältnisse bei Webstuhlantrieben und ihre Verbesserung. In : Siemens Zeitschrift, 33, nr. 9, 1959, p. 562 — 569.

[6] *Reicher, F., Bergman I.* și *Teodoru, E.* Cercetări experimentale privind factorul de putere al motorului de acționare al mașinii de țesut. În : Bul. I. P. Iași serie nouă, fasc. 3—4, 1971.

[7] *Irimiciuc, N.* și *Reicher, F.* Untersuchung der Bewegung des Schützens durch das Fach das Webstuhls. În : Bul. I.P.I. (serie nouă), tom V(IX), fasc 3—4, 1959, p. 383—390.

[8] *Kazovskii, E.* Ia. Perehodnîe proțessi v elektriceskinh mașinah peremennovo boka. Moscova — Leningrad, Izd. Akad. Nauk, 1962.

[9] *Antoniu, I. S.* Chestiuni speciale de electrotehnică. București, Editura Academiei R.S.R., 1956.

Intrat în redacție la 14. I.1971

Contribuţii la ameliorarea motoarelor electrice universale

HENRI ASLAN şi MORREL OPRIŞAN* Bucureşti

CZ 621.313.14.004.15

În evoluţia producţiei de motoare electrice şi în primul rînd a producţiei de motoare electrice mici, caracterizate prin serii mari şi foarte mari, se concentrează eforturi susţinute în cercetare, proiectare şi execuţie, atît pentru ameliorarea performanţelor cît şi pentru reducerea costurilor şi o dată cu aceasta a preţurilor de livrare.

Sarcinile puse de planul cincinal industriei electrotehnice în domeniul dezvoltării producţiei, a îmbunătăţirii performanţelor şi a creşterii competitivităţii motoarelor electrice produse de industria românească, dau actualitate şi relief acestor preocupări, concretizării rezultatelor obţinute de cercetare. În lumina acestor deziderate ale dezvoltării industriei electrotehnice din România, prezentăm cîteva motoare electrice ameliorate sub aspect funcţional şi al economicităţii. La proiectarea şi construirea acestor maşini stau cîteva reguli de bază a căror eficienţă economică nu mai trebuie demonstrată. Aceste reguli sînt :

— un bobinaj în mişcare se răceşte mai bine decît un bobinaj fix, sau exemplificînd, capetele bobinelor rotorului se răcesc mai bine decît capetele bobinelor statorului ;

— ştanţarea unor tole dreptunghiulare va duce la mai puţine deşeuri decît ştanţarea unor tole circulare, din aceeaşi foaie de tablă ;

— un pachet realizat din tole, prezintă o reluctanţă mai mare cînd fluxul îl străbate perpendicular pe tole, decît cînd fluxul se închide paralel cu tolele ;

— două sau mai multe acţiuni din cele de mai sus dau un efect sporit.

În proiectarea maşinilor electrice, avantajele folosirii acestor simple reguli sînt departe de a fi epuizate. Aplicarea lor la maşini de uz curent, duce la unele modificări ale construcţiilor clasice, iar maşinile astfel construite prezintă avantaje atît în ceea ce priveşte performanţele cît şi costul lor. Aceasta duce la o îmbunătăţire a raportului dintre satisfacţia utilizatorului şi preţ, respectiv la o ridicare a competitivităţii maşinilor electrice proiectate.

În cele ce urmează se prezintă unele motoare electrice ameliorate pe această cale, construcţia lor şi rezultatele încercărilor efectuate.

1. Motorul cu un singur bobinaj

Acesta poate fi considerat ca o aplicare, la un motor serie cu colector, a uneia din regulile arătate mai sus.

* Ing. *H. Aslan*, laureat al Premiului de Stat, este cercetător principal la ICPE, iar ing. *M. Oprişan* lucrează în secţia Maşini Electrice din acelaşi institut.

Descriere

Un astfel de motor [1], [3], [4] (fig. 1) este construit dintr-un stator *1* cu poli aparenţi (cazul din figura 1 — doi poli *2* şi *3*) lipsiţi de orice bobinaj şi dintr-un rotor bobinat 4 cu

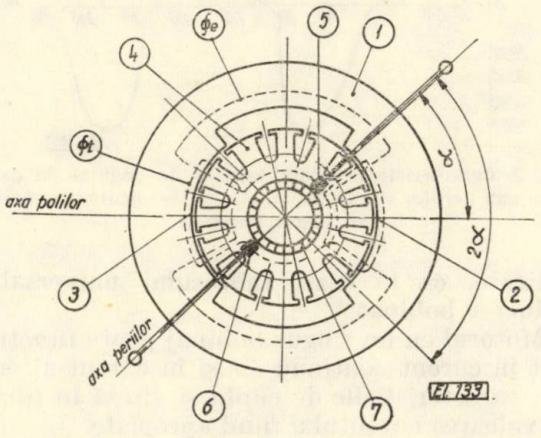


Fig. 1. Motorul cu un singur bobinaj — schema de principiu

colector *7* avînd un număr de perii *5* şi *6* egal cu numărul polilor, ce pot fi decalate, în raport cu axa polilor, după voie.

Funcţionare

Prin aplicarea unei tensiuni la perii, bobinajul rotorului cu colector este străbătut de curent, determinînd producerea unui flux magnetic care din cauza înclinării α dintre axa periilor şi axa polilor, are două componente : o componentă longitudinală Φ_l care se închide prin polii aparenţi ai statorului şi care are rolul de flux inductor principal şi o componentă transversală Φ_t corespunzînd fluxului de reacţie al indusului din motorul serie cu colector, de construcţie clasică, cu perii calate în axa neutră.

Datorită interacţiunii care apare între fluxul longitudinal Φ_l a cărui poziţie este determinată de polii aparenţi ai statorului şi conductorii rotorului străbătuţi de curent, cuprinşi în unghiul 2 α, se produc forţe electromagnetice care dau un cuplu care determină învîrtirea rotorului în regim de motor.

Motorul funcţionînd pe baza unui flux proporţional cu curentul din rotor are o caracteristică a cuplului funcţie de turaţie, de tip, serie.

Prin decalarea sistemului de perii faţă de stator, sau a statorului în raport cu sistemul de perii, se poate varia valoarea cuplului motor şi deci a turaţiei la sarcină constantă, de la maximum într-un sens pînă la maximum în

sens contrar (fig. 2). Schimbarea sensului de rotaţie se poate face prin schimbarea sensului unghiului de decalare a periilor în raport cu axa polilor iar cuplul şi viteza se pot regla atît prin poziţia periilor cît şi prin reglajul tensiunii

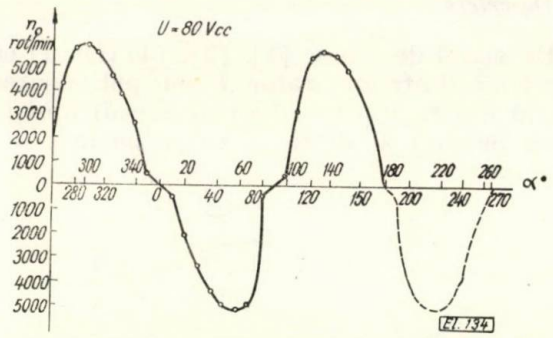


Fig. 2. Caracteristica cuplului funcţie de unghiul de decalaj între axa periilor şi axa polilor $M = f(\alpha)$ pentru motorul cu un singur bobinaj.

aplicate, ca în cazul motorului universal cu inductor bobinat.

Motorul cu un singur bobinaj poate funcţiona atît în curent continuu cît şi în curent alternativ, caracteristicile de cuplu şi viteză în funcţie de valoarea curentului fiind apropiate.

Dezavantaje şi avantaje

Dezavantajul motorului cu un singur bobinaj este că, la fel cu motorul cu repulsie, funcţionează cu scîntei la colector. Scînteile sînt mici pentru turaţii normale (1000 ÷ 7000 rot/min), uzura periilor este însă aproape de două ori mai mare ca la motorul de construcţie clasică. La peste 100 de motoare fabricate s-a putut

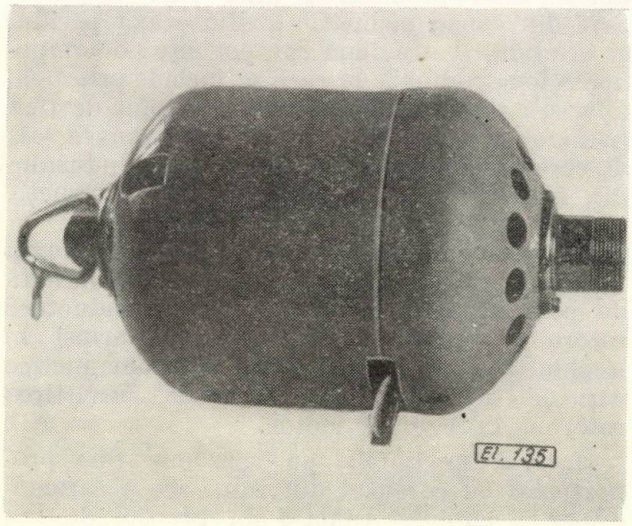


Fig. 3. Motor cu un singur bobinaj folosit în tehnica dentară

constata totuşi că după zece ani de funcţionare în condiţii grele de sarcină (tehnică dentară, figura 3) colectorul era în bună stare de funcţionare.

Dar pe lîngă acest dezavantaj, motorul cu un singur bobinaj are o serie de calităţi care îl fac ca pe total să fie deosebit de avantajos şi competitiv după cum se va vedea în cele ce urmează :

— dat fiind că motorul nu are bobinaj statoric, polii aparenţi nu sînt decît nişte reliefuri de înălţime redusă care constituie numai o simplă variaţie în mărime a întrefierului faţă de regiunile cuprinse între poli. Prin aceasta, construcţia statorului se simplifică foarte mult, iar diametrul exterior, greutatea şi costul motorului se micşorează într-o proporţie însemnată ;

— deşi, bobinajul rotoric este mai dezvoltat decît la motorul clasic, totalul cuprului necesar motorului cu un singur bobinaj este, la performanţe egale, cu 10—20% mai mic decît pentru motorul cu două bobinaje şi este evident că manopera de bobinare este cel puţin cu 20% mai mică ca la motorul clasic ;

— suprimarea bobinajului statoric înlătură pierderile ohmice corespunzătoare acestui bobinaj. Această reducere este mai mare decît creşterea pierderilor ohmice în bobinajul rotoric, astfel încît randamentul motorului cu un singur bobinaj este mai bun ;

— în unele cazuri, poate fi un avantaj posibilitatea unui dublu reglaj al vitezei : prin variaţia tensiunii la borne şi prin modificarea decalajului periilor ;

— în cazul folosirii motorului cu un singur bobinaj ca motor încorporat în altă maşină statorul poate fi eventual realizat din însăşi masa magnetică a acestei maşini în care se prevede un locaş de formă potrivită.

2. Motorul universal cu colector cu tole axiale în stator

Aceasta este o altă aplicare a regulilor arătate în introducere.

Descriere

Un astfel de motor [2] (fig. 4) are circuitul magnetic statoric construit din pachete de tole *1* de formă dreptunghiulară dispuse în sens exial în dreptul polilor şi care realizează închiderea fluxului magnetic produs de bobinajul statoric *2* prin cele două scuturi frontale *3*. Rotorul acestei maşini este tip indus de curent continuu *4* cu colector *5* şi un număr de perii *6* egal cu numărul polilor.

Funcţionare. Între motorul universal serie cu colector, de construcţie clasică şi motorul descris în lucrare nu există nici o diferenţă în funcţionare şi exploatare în afară de faptul că fluxul transversal Φ_t — produs de reacţia indusului — datorită izolaţiei dintre tolele din care sînt alcătuite pachetele polilor, se închide în orice caz pe o cale cu reluctanţă mai mare decît în cazul construcţiei clasice şi deci va fi mai mic.

Avantaje. Avantajul principal al motorului cu tole axiale este economia de tole. Ea se realizează pe mai multe căi :

— prin reducerea cantităţii brute necesare ;

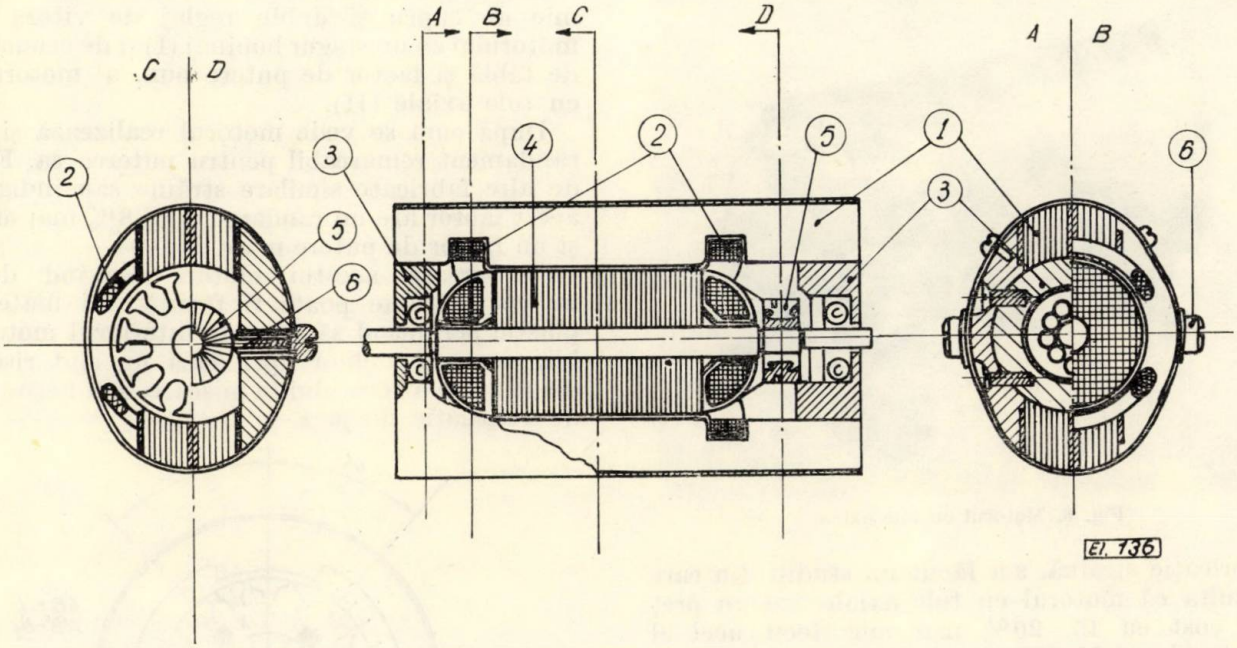


Fig. 4. Secţiune prin motorul universal cu tole axiale.

— prin reducerea deşeurilor ;

— prin folosirea posibilă pentru stator a deşeurilor de tole rămase de la construirea unor maşini mai mari, deşeuri insuficiente pentru ştanţarea tolelor circulare, dar cu lăţime suficientă pentru ştanţarea tolelor dreptunghiulare.

Ca exemplu, s-a calculat pentru un micromotor (83 W) cantitatea brută de tole şi deşeurile în cazul statorului clasic şi în cazul statorului cu tole axiale, după cum se vede în figura 5 :

— cantitatea brută de tole necesară pentru motorul clasic 0,3 m²
din care deşeuri, 0,132 m² ;

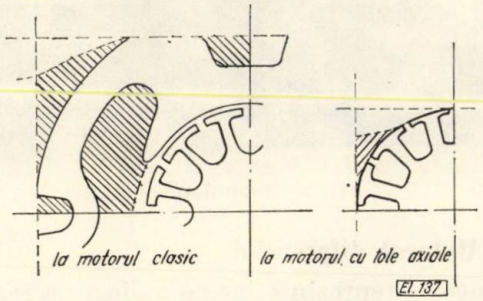


Fig. 5. Economia de tablă obţinută prin înlocuirea tolei circulare cu tolă axială

— cantitate brută de tole necesară pentru motorul cu tole axiale, 0,2 m²
din care, deşeuri 0,035 m².

Pentru comparaţia performanţelor motorului cu tole axiale s-a ales un motor universal fabricat în serie, KU 6660, din care s-au încercat mai multe exemplare.

S-a executat de asemenea un prototip al motorului cu tole axiale, pentru aceeaşi putere, turaţie şi tensiune, folosind aceleaşi materiale şi aceeaşi tehnologie de fabricaţie ca pentru motorul KU 6660. Prototipul a fost încercat în aceleaşi condiţii. Compararea rezultatelor din cele două buletine de încercare e dată în tabela 1. Din această tabelă rezultă că prototipul motorului cu tole axiale, prezintă performanţe egale sau mai bune faţă de cele ale motorului KU 6660, în special o putere utilă şi un factor de putere mai mari, deşi încălzirea sa este sensibil sub limita admisibilă,

Tabelul 1

Compararea performanţelor motorului cu tole axiale cu acelea ale motoarelor din seria KU 6660

Tipul motorului	KU 6660		KU 6660		Motor cu tole axiale	
nr. de fabricaţie	1018		924		prototip	
Frecvenţa	c.c.	c.a.	c.c.	c.a.	c.c.	c.a.
U, V	24	24	24	24	24	24
I_0, A	1,35	1,49	1,34	1,44	1,45	1,60
n_0, r.p.m.	8270	7460	7100	5250	9300	8700
I_N, A	2,45	2,20	2,18	2,20	3,00	2,60
n_N, r.p.m.	4360	3260	4330	2340	4530	4470
P_a, W	58	36,8	58,0	28,5	74	57
P_u, W	31,8	14,6	31,6	13,72	33,75	20,25
M_N, kg.cm	0,675	0,455	0,705	0,570	0,725	0,440
η, %	52,3	39,7	59	50,1	50,9	42,5
cos φ	—	0,70	—	0,54	—	0,91
θ_R, °C	50,2	49,2	48	39,7	48	43,2
θ_s, °C	45	60,7	64,8	36,7	38,2	37,4
θ_c, °C	59	60	62	60	48,5	50

iar greutatea sa cu peste 11% mai mică decît a acestuia.

Tot în comparaţie cu motorul KU 6660 şi cu motoarele universale de aceeaşi putere, de

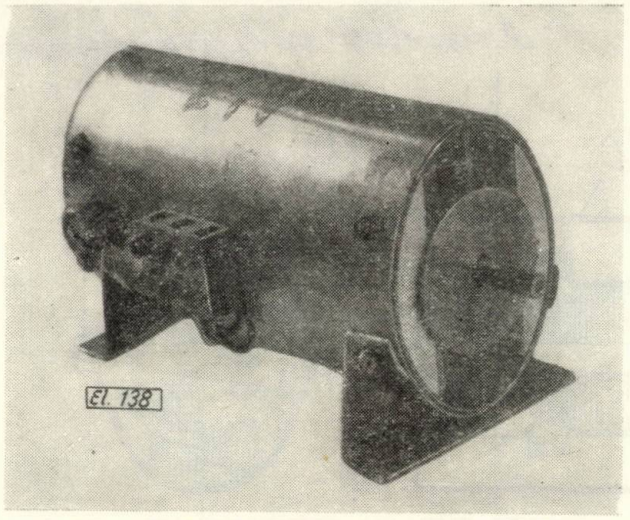


Fig. 6. Motorul cu tole axiale.

fabricaţie străină, s-a făcut un studiu din care rezultă că motorul cu tole axiale are un preţ de cost cu 15—20% mai mic decît acel al motorului KU 6660.

3. Motorul cu un singur bobinaj şi cu tole axiale în stator

Acesta este o aplicare a tuturor regulilor arătate în introducere.

Descriere şi funcţionare

Un astfel de motor este realizat prin combinarea caracteristicilor motoarelor descrise la *1* şi la *2*, avînd o construcţie asemănătoare cu a motorului cu tole axiale *2* şi funcţionarea, identică cu a motorului cu un singur bobinaj *1*.

Pentru înţelegerea construcţiei şi funcţionării acestui motor poate servi tot figura 4, singura modificare fiind suprimarea bobinajului de excitaţie *2* şi a crestăturilor respective. Decalajul periilor faţă de axa polilor este de data aceasta absolut necesar pentru funcţionare.

Tabela 2

Performanţele motorului cu un singur bobinaj şi tole axiale

Tensiunea de alimentare U = 220 V	În gol	În sarcină
Curent absorbit	I_0 = 0,18 A	I = 0,343 A
Puterea absorbită	P_0 = 29 W	P_a = 71 W
Turaţia	N_0 = 12400 rot/min	N = 4800 rot/min
Puterea utilă		P_u = 37 W
Cuplu		M = 0,75 kg.cm
Randament		n = 52,1 %
Factor de putere		cos φ = 0,941
Încălzirea după o oră		θ_{1h} = 62°C

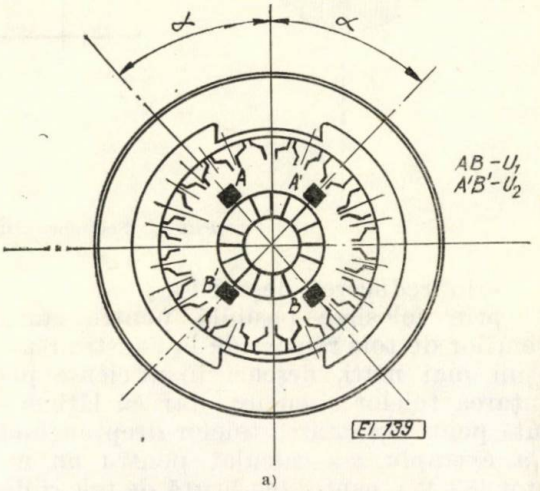
Particularităţi

Performanţele realizate de prototipul motorului cu un singur bobinaj şi tole axiale în stator sînt prezentate în tabela 2.

Acest motor însumează avantajele de economie de cupru şi dublu reglaj de viteză ale motorului cu un singur bobinaj (I) şi de economie de tablă şi factor de putere bun, al motorului cu tole axiale (II).

După cum se vede motorul realizează şi un randament remarcabil pentru puterea sa. Faţă de alte fabricate similare străine sau indigene acest motor are un randament cu 8% mai mare şi un factor de putere mare de 0,94.

— Carcasa acestui motor, neavînd decît un rol mecanic poate fi făcută din material plastic permiţînd să se vadă interiorul motorului, sau poate chiar lipsi dacă nu sînt riscuri de atingere a rotorului în mişcare, sau necesităţi de ventilaţie dirijată.



a)

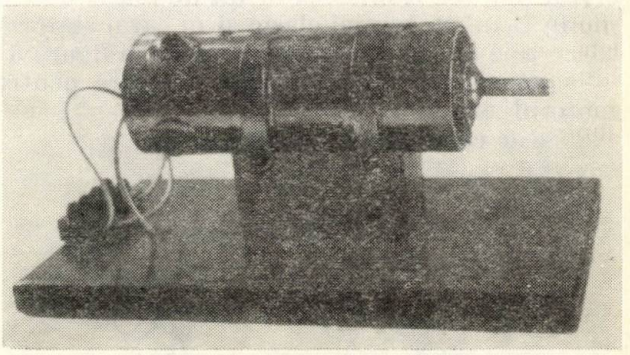


Fig. 7. Motorul diferenţial

4. Motorul diferenţial

Şi acesta reprezintă încă o aplicare a regulilor arătate în introducere avînd şi posibilitatea de a se obţine o variaţie multiplă de turaţie.

Descriere

Motor diferenţial poate fi oricare din motoarele cu un singur bobinaj prezentate mai sus, la care se montează în loc de o pereche de perii pentru fiecare pereche de poli, cîte două perechi de perii, decalate simetric faţă de axa polilor.

Rezultatele unor încercări experimentale ale motorului diferenţial *Tabela 3*

Condiţiile încercării	U_1	U_2	U_{rez}	n_0	I_a	Curba nr.
	20	0	20	0	—	curba (1)
	40	0	40	— 400	0,23	punctele însemnate
	60	0	60	—2100	0,25	cu [·]
	80	0	80	—3900	0,28	
	100	—	100	—5400	0,29	
două perechi de perii una singură alimentată	0	100	100	5200	0,27	curba (2)
	0	80	80	4100	0,26	punctele
	0	60	60	2360	0,24	însemnate
	0	40	40	410	0,21	cu [+]
	0	— 40	— 40	410	0,22	curba (2′)
	0	— 60	— 60	2380	0,24	punctele
	0	— 80	— 80	4000	0,26	însemnate
	0	—100	—100	5800	0,28	cu [+]
	24	100	76	1300	0,38	curba (3′)
	24	80	56	950	0,34	punctele
	24	60	36	410	0,30	însemnate cu [□]
	24	40	16	0	0,24	
	24	— 40	64	0	—	
două perechi de perii ambele alimentate în c.c.	24	— 60	84	2450	0,26	curba (3)
	24	— 80	104	3200	0,27	punctele
	24	—100	124	3500	0,30	însemnate cu [□]
	55	25	80	2200	—	Curba (4)
	55	40	95	2900	0,14	punctele
	55	50	105	3200	0,24	însemnate cu [Δ]
două perechi de perii una singură alimentată în c.a.	0	70	70	1050	—	curba (5)
	0	80	80	1430	—	punctele
	0	90	90	2850	—	însemnate
	0	110	110	5000		cu [X]

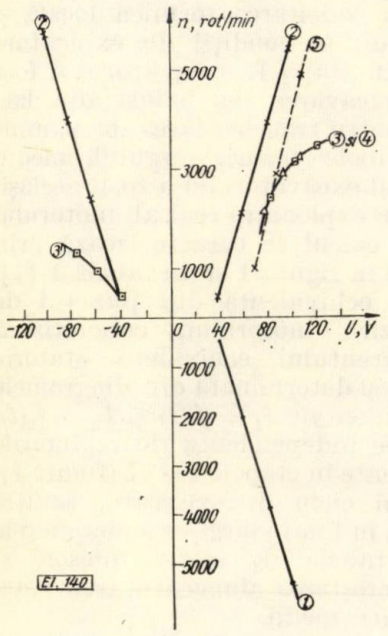


Fig. 8. Reprezentarea grafică a rezultatelor din tabela 3.

Funcţionare şi particularităţi

În acest mod se obţine un motor căruia i se pot aplica simultan două tensiuni, motorul funcţionînd cu un cuplu şi o viteză funcţie de suma sau de diferenţa, celor două tensiuni după cum coincid sau se opun polarităţile.

În tabela 3 sînt prezentate datele cîtorva măsurători făcute asupra unui micromotor experimental (fig. 7). Plaja de insensibilitate se datoreşte pierderilor mecanice mari faţă de puterea utilă. Totuşi modestele rezultate obţinute şi sintetizate în figura 8, arată avantajul alimentării cu două tensiuni de frecvenţe diferite (respectiv curent continuu şi curent alternativ).

Numărul de prototipuri construite, de experimentări şi încercări efectuate, precum şi studiile tehnico-economice făcute pentru motoarele cu colector arătate mai sus este suficient pentru ca să arate avantajul folosirii lor în cazul motoarelor fracţionare.

Există condiţii ca aceste rezultate să poată fi extinse şi la motoare de mărime medie, cu puteri mergînd pînă la 20 kW.

Bibliografie

[1] *Aslan, H. şi Fransua, Al.* Brevet de invenţie 1522/40635 din 8 august 1956.
[2] *Aslan, H.* Brevet de invenţie 43454 din 1 iunie 1963.
[3] *Fransua, Al.* Studiul unei maşini electrice de c.c. cu colector serie fără înfăşurare de excitaţie folosind fluxul de reacţie al indusului. În: Studii şi cercetări de energetică, nr. 3, 1956.
[4] *Gheorghiu, I. S.* şi *Fransua, Al.* — Tratat de maşini electrice vol I, Bucureşti, Ed. Academiei, 1970.

Intrat în redacţie la 13.XI.1971

Contribuţii la calculul sarcinii admisibile a unor motoare electrice utilizate în alte condiţii decît cele nominale

ŞTEFAN BARTZER *—Timişoara

CZ 621.313.33 – 53.016.2

1. Prezentarea problemei

1.1. Arderea repetată, într-un timp relativ scurt, a bobinajului rotoric al motorului electric de acţionare a mecanismului de excavare-ridicare al unui excavator a impus efectuarea unui studiu [1], pentru stabilirea cauzei şi măsurilor de evitare în viitor a acestei avarii. În cadrul acestui studiu, verificarea solicitării termice a motorului s-a făcut atît direct, prin măsurarea temperaturii în diferitele puncte din interiorul motorului, cît şi indirect, prin metoda curentului echivalent [2], [3].

La aplicarea metodei curentului echivalent s-au ivit dificultăţi, deoarece motorul analizat a fost construit pentru funcţionarea în regim intermitent (RI), [4] şi cu ventilaţie axială proprie, dar este utilizat pe excavator într-un regim continuu cu încărcare intermitentă (RCI), cu reostat de alunecare nesimetric şi cu ventilaţie exterioară. Din această cauză, curentul echivalent din regimul de exploatare real nu poate fi comparat cu curentul nominal înscris pe plăcuţa indicatoare sau în fişa tehnică a motorului.

În astfel de cazuri devine necesară o cercetare suplimentară, pentru stabilirea sarcinii admisibile din punctul de vedere al încălzirii în condiţiile reale date, ţinînd seama şi de rezerva de încălzire existentă în regimul nominal. De fiecare dată, curentul echivalent trebuie să fie comparat cu curentul admisibil în condiţiile de răcire cele mai defavorabile în care va funcţiona motorul în exploatare.

1.2. În lucrarea de faţă, pe baza unui exemplu de calcul, efectuat pentru cazul motorului de acţionare a mecanismului de excavare-ridicare al unui excavator de balast, se prezintă cîteva probleme şi o metodică de calcul originală pentru determinarea sarcinii admisibile a unor motoare electrice de acţionare utilizate în alt regim de funcţionare, la altă turaţie medie şi cu un alt sistem de ventilaţie decît cele nominale pentru care au fost construite.

1.3. Pentru simplificarea expunerii se precizează, că în continuare, în toate cazurile tratate, toate mărimile se consideră pentru regimul termic cvasistaţionar.

2. Datele nominale ale motorului

Motorul din exemplul de calcul este un motor asincron cu inele, cu regimul nominal intermitent (indicele NI) şi cu următoarele date nominale, utilizate în studiu: $P_{NI} = 130$ kW la o durată relativă de funcţionare nominală $DA_N = 60\%$, $n_N = 970$ rot/min, U_{1N} (Δ) = =380 V, $f_1 = 50$ Hz, $I_{1NI} = 276$ A, $I_{10} = 0{,}53\ I_{1NI}$, $U_{e2}(Y) = 450$ V, $I_{2NI} = 185$ A, $p_{Fe_1} = 2275$ W, $p_m = 800$ W, $p_{s2} = 707$ W, $p_{Cu_{1NI}} = 3540$ W, $p_{Cu_{2NI}} = 3380$ W, $\Delta P_{NI} = \Sigma p = 10702$ W, supratemperatura medie a înfăşurărilor $\theta_{1NI} = 69°C$ şi $\theta_{2NI} = 60°C$, supratemperatura medie admisibilă conform clasei de izolaţie $\theta_{ad} = 80°C$.

Fişa tehnică a motorului nu conţine nici un fel de date privind condiţiile de răcire. Dar, s-a stabilit [1], că motorul este prevăzut cu un ventilator, cu diametrul exterior $\Phi_v = 0{,}625$ m, care este montat pe arbore în partea şaibei şi aspiră aerul de răcire, cu un debit $D_{aN} = 0{,}524$ m³/s, axial prin motor. Secţiunea transversală totală a canalelor axiale de răcire este $S_{ca} = 0{,}092$ m².

3. Regimul de exploatare real al motorului

3.1. Prin cercetările experimentale efectuate în două etape [1], s-a urmărit obţinerea unor date cantitative, privind regimul de funcţionare şi de încărcare şi solicitarea termică locală şi medie a motorului, în condiţii de exploatare cît mai variate. În etapa I, excavatorul a fost utilizat pentru excavarea de balast din lac, iar în etapa II, pentru transbordarea de pămînt pe uscat; în ambele cazuri, unghiul mediu de rotire a braţului excavatorului a fost acelaşi.

3.2. Regimul de exploatare real al motorului din exemplul de calcul se caracterizează prin datele evidenţiate în figura 1 şi în tabela 1 [1].

Sarcina medie echivalentă din punctul de vedere al încălzirii motorului, concretizată prin valorile curentului echivalent statoric (I_{1e}) şi rotoric (I_{2e}) şi determinată din diagramele de sarcină experimentale $I_1 = f_1(t)$ şi $I_2 = f_2(t)$, [1], a fost practic independentă de regimurile de excavare existente în etapele I şi II (figura 1).

În timpul unui ciclu de excavare, turaţia motorului variază în limite largi, cu consecinţele concretizate în tabela 1, adică micşorarea turaţiei medii şi creşterea alunecării, frecvenţei şi tensiunii rotorice medii.

3.3. Ventilaţia exterioară a motorului este realizată printr-un ventilator, cu diametrul exterior $\Phi_{vE} = 0{,}350$ m, care este antrenat de un motor asincron cu rotorul în scurtcircuit cu turaţia $n_{vE} = 2830$ rot/min şi care aspiră aerul de răcire din exteriorul cabinei excavatorului şi îl suflă din partea inelelor colectoare axial prin motor; debitul de aer este practic

* Ing. *Şt. Bartzer* este şef de lucrări la Catedra de utilizările energiei electrice din cadrul Facultăţii de electrotehnică a Institutului politehnic „Traian Vuia" din Timişoara.

independent de turaţia motorului ventilat şi are valoarea măsurată [1] $D_{aE} = 0{,}856$ m³/s.

3.4. Din cauza deficienţei schemei electrice de alimentare şi de comandă a motorului se poate ajunge accidental în situaţia de a funcţiona fără ventilaţia exterioară.

particular al regimului continuu (*RC*), [4], rezultă, că problema determinării curentului I_{xR} poate fi rezolvată prin două transformări succesive, prin care se evidenţiază :

— trecerea de la *RI* la *RC*, motorul funcţionînd cu ventilaţia proprie nominală ;

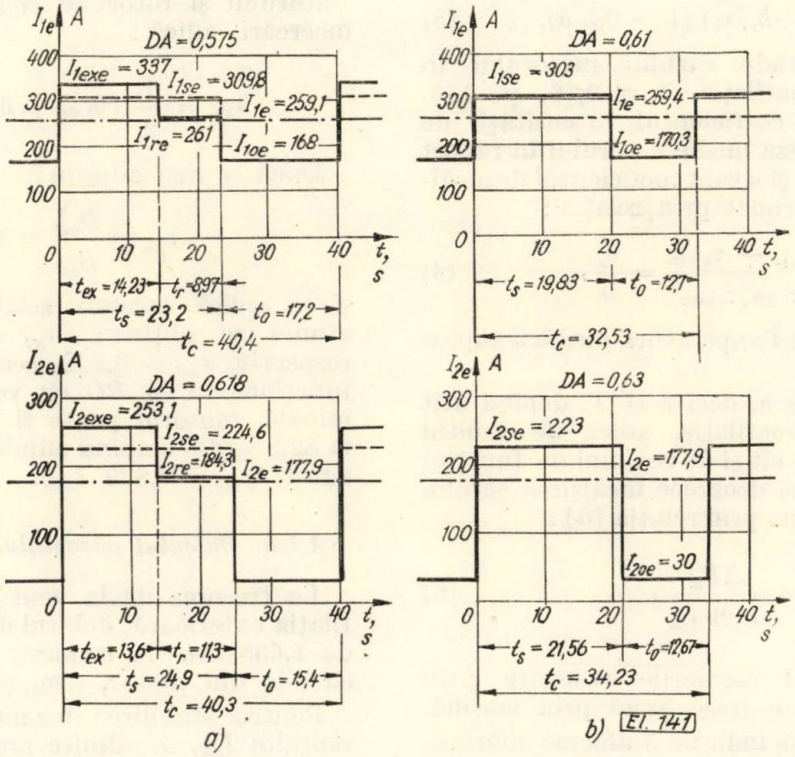


Fig. 1. Diagramele de sarcină echivalente pentru stator şi rotor (faza cea mai încărcată), corespunzătoare ciclului mediu din : *a*) — etapa I ; *b*) — etapa II.

Tabela 1

Valori medii corespunzătoare diferitelor perioade ale ciclului mediu

Perioada medie considerată		n, rot/min	s —	f_2, Hz	U_{e2s}[1] V
Felul perioadei	Durata t, s				
Excavare (ex_m)	14,30	605[2])	0,395 [3])	19,8	178
Ridicare (r_m)	9,75	720	0,280	14	126
Mers în gol (0_m)	15,40	980	0,020	1	9
Ciclul mediu (c_m)	39,45	780	0,220	11	99
Valori extreme excavare	în medie	276	0,728	36,2	326
	minimorum, maximorum	125	0,875	43,7	393

Notă : 1) $U_{e2s} = s\ U_{e2}$; 2) $n_{exm} = n_1 (1 - s_{exm})$; 3) $s_{exm} = \dfrac{s_m t_{cm} - s_{rm} t_{rm} - s_{0m} t_{0m}}{t_{exm}}$.

4. Calculul sarcinii admisibile în condiţiile reale

4.1. *Curentul de durată admisibil în regimul real normal, I_{xR}*

Se ţine seamă de faptul, că motorul construit pentru funcţionarea în *RI*, cu ventilaţie proprie, este utilizat în realitate în *RCI*, cu ventilaţie exterioară. Deoarece *RCI* reprezintă un caz

— trecerea de la ventilaţia proprie la ventilaţia exterioară, motorul funcţionînd în *RC*.

4.1.1. *Calculul curentului admisibil la funcţionarea în RC cu ventilaţia proprie nominală, I_{xNC}*

În acest scop se poate aplica formula [5] :

$$\sigma_{NC} = \frac{I_{xNC}}{I_{xNI}} = \sqrt{\frac{\varkappa_I + 1}{1 + \dfrac{1 - DA_N}{DA_N}\beta_0} - \varkappa_I}, \quad (1)$$

unde :

$$\varkappa_I = \frac{k}{v_{NI}} = 0{,}547 \quad (2)$$

reprezintă raportul dintre pierderile constante $k = p_{Fe_1} + p_m + p_{s2} = 3782$ W şi pierderile variabile nominale $v_{NI} = p_{Cu_{1NI}} + p_{Cu_{2NI}} = 6920$ W, iar $\beta_0 = T_{NI}/T_0$ evidenţiază variaţia cu viteza a condiţiilor de răcire, prin valorile constantei de timp termice a motorului, funcţionînd în *RI* nominal cu ventilaţia proprie nominală (T_{NI}) şi în repaus (T_0).

Valoarea coeficientului β_0 se poate calcula după cum urmează.

Conform formulei de definiţie, constanta de timp termică este invers proporţională cu coeficientul de transmitere a căldurii de la motor la mediul de răcire, h [2], care, în cazul ventilaţiei axiale, poate fi exprimat sub forma [6]:

$$h = h_0 (1 + k_s \sqrt{v_a}) (1 - 0{,}5\, a), \qquad (3)$$

unde: h_0 corespunde cazului motorului în repaus şi fără ventilaţie, $k_s \approx 0$,[6, p. 135, tabela 3.5.] este coeficientul intensităţii de suflare, v_a este viteza medie a aerului în raport cu suprafaţa răcită şi a este coeficientul de încălzire a aerului, exprimat prin relaţia:

$$a = \frac{\tau_{a\,ies.} - \tau_{a\,intr.}}{\tau - \tau_{a\,intr.}} = \frac{\theta_a}{\theta}, \qquad (4)$$

în care τ reprezintă temperatura medie a suprafeţei răcite.

Se precizează, că a, deci h şi T, depind atît de condiţiile de ventilaţie, adică de debitul de aer de răcire D_a, cît şi de regimul de funcţionare şi de încărcare, deoarece încălzirea aerului se mai poate exprima prin relaţia [6]:

$$\theta_a = \frac{\Delta P_a}{1100\, D_a}, \qquad (5)$$

în care ΔP_a sînt pierderile evacuate prin aerul de răcire care trece axial prin maşină.

În cele ce urmează, indicele N afectat mărimilor D_a şi v_a se referă la cazul ventilaţiei proprii nominale, iar indicele E, la cazul ventilaţiei exterioare.

Cu aceste precizări, avînd în vedere că β_0 corespunde la RI nominal, se poate scrie:

$$\beta_0 = \frac{T_{NI}}{T_0} = \frac{h_0}{h_{NI}} = \frac{1}{(1 + k_s \sqrt{v_{aN}})(1 - 0{,}5\, a_{NI})}. \qquad (6)$$

Potrivit relaţiei (4), pentru calculul coeficientului a_{NI} se impune cunoaşterea valorilor θ_{aNI} şi θ_{NI}.

Pentru funcţionarea în RI nominal se poate scrie:

$$\theta_{aNI} = \frac{\Delta P_{aNI}}{1100 D_{aN}} = \frac{\Delta P_{NI} - \Delta P_{SeNI} \dfrac{1}{DA_N}}{1100\, D_{aN}}, \qquad (7)$$

unde, în general,

$$\Delta P_{Se} = h_{Se} S_e \theta_{Se} \qquad (8)$$

sînt pierderile evacuate prin suprafaţa exterioară a motorului, $S_e \approx 1{,}726$ m², calculată ca sumă a suprafeţelor exterioare ale carcasei şi scutului din partea şaibei (de ieşire a aerului). În relaţia (8), θ_{Se} reprezintă supratemperatura medie a suprafeţei S_e faţă de temperatura mediului ambiant şi $h_{Se} = 14{,}2$ W/m² °C [6, p. 134, tabela 3.4]. În cazul exemplului tratat, $\theta_{SeNI} \approx 12$°C, [1], şi deci $\Delta P_{SeNI} = 294$ W şi $\theta_{aNI} = 17{,}7$ °C.

Pentru θ_{NI} se admite media aritmetică a supratemperaturilor medii ale înfăşurărilor statorului şi rotorului conform buletinului de încercări, adică:

$$\theta_{NI} = \frac{1}{2} (\theta_{1NI} + \theta_{2NI}) = 64{,}5\ ^\circ\text{C} \qquad (9)$$

Dacă se mai admite:

$$v_{aN} = \frac{D_{aN}}{S_{ca}} = 5{,}7\ \text{m/s} \qquad (10)$$

şi se aplică succesiv relaţiile (4), (6) şi (1), atunci se obţine: $a_{NI} = 0{,}275$, $\beta_0 = 0{,}398$, respectiv $\sigma_{NC} = 0{,}822$, ceea ce înseamnă că la funcţionarea în RC cu ventilaţia proprie nominală, motorul poate fi încărcat numai pînă la 82,2% din sarcina admisibilă în RI nominal, adică $I_{xNC} = 0{,}822\ I_{xNI}$.

4.1.2. *Calculul curentului* I_{xR}

La trecerea de la ventilaţia proprie la ventilaţia exterioară, debitul de aer de răcire creşte de 1,635 ori. Ca urmare, cresc pierderile evacuabile din motor, deci şi sarcina admisibilă.

Pentru stabilirea formulei de calcul a curentului I_{xR}, se admite proporţionalitatea dintre pierderile totale din motor, $\Delta P = k + v$, şi pierderile evacuate prin aerul de răcire, $\Delta P_a = h S_a\, \theta$, ($\theta$ fiind supratemperatura medie a motorului, respectiv a suprafeţei S_a spălate de aerul de răcire), pentru cele două regimuri de durată comparate, caracterizate prin:

a) regimul de referinţă (indicele NC): RC, ventilaţia proprie nominală cu $D_{aNC} = D_{aNI} = D_{aN}$, ΔP_{NC}, $v_{NC} \equiv I^2_{xNC}$, $\Delta P_{aNC} = h_{NC}\, S_a\, \theta_{NC}$ şi $\theta_{NC} = \theta_{NI}$;

b) regimul real normal (indicele R): RC, ventilaţia exterioară cu D_{aE}, $\Delta P_R = k + v_R$, $v_R \equiv I^2_{xR}$, $\Delta P_{aR} = h_R S_a\, \theta_R$ şi $\theta_R = \theta_{NC} = \theta_{NI}$.

S-a impus condiţia, ca în ambele regimuri, valoarea supratemperaturii medii a motorului să fie aceeaşi şi egală cu valoarea din RI nominal.

Cu aceste precizări şi folosind relaţiile (2) şi (3), se poate scrie:

$$\frac{\Delta P_R}{\Delta P_{NC}} = \frac{k + v_R}{k + v_{NC}} = \frac{\varkappa_I + \left(\dfrac{I_{xR}}{I_{xNI}}\right)^2}{\varkappa_I + \left(\dfrac{I_{xNC}}{I_{xNI}}\right)^2} \approx \frac{h_R}{h_{NC}} =$$

$$= \frac{(1 + k_s \sqrt{v_{aE}})(1 - 0{,}5\, a_R)}{(1 + k_s \sqrt{v_{aN}})(1 - 0{,}5\, a_{NC})}, \qquad (11)$$

unde, pe baza relațiilor (4), (5), (2) și (1) se pot face următoarele înlocuiri:

$$a_{NC} = \frac{\theta_{aNC}}{\theta_{NC}} = \frac{\theta_{aNC}}{\theta_{aNI}} a_{NI} = \frac{\Delta P_{aNC}}{\Delta P_{aNI}} a_{NI} \approx$$

$$\approx \frac{\Delta P_{NC}}{\Delta P_{NI}} a_{NI} = \frac{k + v_{NC}}{k + v_{NI}} a_{NI} = \frac{\varkappa_I + \sigma_{NC}^2}{\varkappa_I + 1} a_{NI} =$$

$$= \frac{a_{NI}}{1 + \frac{1 - DA_N}{DA_N} \beta_0} = 0{,}217; \qquad (12)$$

$$a_R = \frac{\theta_{aR}}{\theta_R} = \frac{\theta_{aR}}{\theta_{aNI}} a_{NI} = \frac{\Delta P_{aR}}{\Delta P_{aNI}} \frac{D_{aN}}{D_{aE}} a_{NI} \approx$$

$$\approx \frac{\Delta P_R}{\Delta P_{NI}} \frac{D_{aN}}{D_{aE}} a_{NI} = \frac{k + v_R}{k + v_{NI}} \frac{D_{aN}}{D_{aE}} a_{NI} =$$

$$= \frac{\varkappa_I + \left(\frac{I_{xR}}{I_{xNI}}\right)^2}{\varkappa_I + 1} \frac{D_{aN}}{D_{aE}} a_{NI}. \qquad (13)$$

Efectuînd înlocuirile, se obține în final:

$$\sigma_R = \frac{I_{xR}}{I_{xNI}} = \sqrt{\frac{(1 + k_s\sqrt{v_{aE}})(\varkappa_I + 1)}{(1 + k_s\sqrt{v_{aN}})\left(1 + \frac{1 - DA_N}{DA_N}\beta_0 - 0{,}5\, a_{NI}\right) + 0{,}5\, a_{NI}(1 + k_s\sqrt{v_{aE}})\frac{D_{aN}}{D_{aE}}}} - \varkappa_I. \qquad (14)$$

Cu formula (14) se poate calcula sarcina relativă admisibilă la utilizarea în *RC* (sau *RCI*) și cu ventilație exterioară a unor motoare electrice construite pentru funcționarea în *RI* cu ventilație proprie.

Potrivit relației (13), încălzirea admisibilă a aerului de răcire este:

$$\theta_{aR} = \frac{\varkappa_I + \sigma_R^2}{\varkappa_I + 1} \frac{D_{aN}}{D_{aE}} a_{NI} \theta_{NI}. \qquad (15)$$

Relațiile (14) și (15) pot fi particularizate ușor pentru cazul motoarelor construite pentru funcționarea în *RC* cu ventilația proprie, dar utilizate în *RC* (sau *RCI*) cu ventilația exterioară. În acest scop se fac următoarele înlocuiri: $DA_N = 1$, $I_{xNI} \to I_{xNC}$ ($\sigma_{NC} = 1$), $\varkappa_I \to \varkappa_C = k/v_{NC}$, $a_{NI} \to a_{NC}$ și $\theta_{NI} \to \theta_{NC}$.

Dacă pentru exemplul de calcul din lucrare se mai admite:

$$v_{aE} = v_{aN} \frac{D_{aE}}{D_{aN}} = 9{,}32 \text{ m/s} \qquad (16)$$

și se aplică succesiv relațiile (14), (13) și (15), atunci se obține: $\sigma_R = 0{,}972$, $a_R = 0{,}162$, respectiv $\theta_{aR} = 10{,}5$ °C, ceea ce înseamnă, că la funcționarea în regimul real normal, motorul poate fi încărcat pînă la 97,2% din sarcina admisibilă în *RI* nominal, adică $I_{xR} = 0{,}972\ I_{xNI}$; încălzirea aerului de răcire nu trebuie să depășească 10,5 °C.

La scrierea relațiilor (11), (12) și (13) s-a neglijat influența pierderilor evacuate prin convecție naturală prin suprafața exterioară a motorului (ΔP_{Se}). Erorile de calcul corespunzătoare depind de construcția motorului și sînt cu atît mai mici, cu cît ventilația este mai intensă. În legătură cu această aproximație se arată, că la majoritatea motoarelor ventilate, ea este practic acceptabilă. În adevăr, în cazul exemplului de calcul din lucrare, pierderile ΔP_{Se} sînt sub 3% din pierderile totale, iar eroarea relativă de calcul este sub + 0,5%, la σ_R și sub − 1,2%, la a_{NC} și a_R, ceea ce justifică aproximația făcută pentru evitarea unor relații mult prea complicate pentru practică.

4.2. *Curentul de durată admisibil la întreruperea ventilației exterioare, I_{xA}.*

Se ține seamă de faptul, că motorul poate ajunge accidental în situația de a funcționa fără ventilația exterioară. În această situație, intensitatea ventilației motorului depinde de turație, care variază în limite largi și are valoarea medie micșorată la $n_m = 780$ rot/min (tabela 1).

La funcționarea în acest regim (de avarie), rezultă o micșorare a debitului aerului de răcire, pînă la valoarea:

$$D_{aA} = D_{aN} \frac{n_m}{n_N} = 0{,}421 \text{ m}^3/\text{s}, \qquad (17)$$

ceea ce are ca urmare o reducere a pierderilor totale evacuabile din motor și deci și a sarcinii admisibile, față de cazul regimului real normal.

Pentru stabilirea formulei de calcul a curentului I_{xA}, din nou se admite proporționalitatea dintre pierderile totale din motor și pierderile evacuate prin aerul de răcire și se impune egalitatea supratemperaturilor medii ale motorului la funcționarea acestuia în două regimuri de durată apropiate. Cele două regimuri comparate sînt:

a) regimul de referință (indicele *NC*), caracterizat prin: *RC*, ventilația proprie nominală cu D_{aN}, $\Delta P_{NC} = k + v_{NC}$, $v_{NC} \equiv I_{xNC}^2$, $\Delta P_{aNC} = h_{NC} S_a\ \theta_{NC}$ și $\theta_{NC} = \theta_{NI}$;

b) regimul real de avarie (indicele *A*), caracterizat prin: *RC*, ventilația proprie reală (micșorată) cu D_{aA}, $\Delta P_A = k + v_A$, $v_A \equiv I_{xA}^2$, $\Delta P_{aA} = h_A S_a\ \theta_A$ și $\theta_A = \theta_{NC} = \theta_{NI}$.

Astfel, pe baza unui raţionament asemănător ca în cadrul punctului 4.1.2, se poate scrie:

$$\frac{\Delta P_A}{\Delta P_{NC}} = \frac{k + v_A}{k + v_{NC}} = \frac{\varkappa_I + \left(\frac{I_{xA}}{I_{xNI}}\right)^2}{\varkappa_I + \left(\frac{I_{xNC}}{I_{xNI}}\right)^2} \approx \frac{h_A}{h_{NC}} =$$

$$= \frac{(1 + k_s \sqrt{v_{aA}})(1 - 0{,}5\, a_A)}{(1 + k_s \sqrt{v_{aN}})(1 - 0{,}5\, a_{NC})}, \qquad (18)$$

unde

$$v_{aA} = v_{aN} \frac{D_{aA}}{D_{aN}} = v_{aN} \frac{n_m}{n_N} = 4{,}58 \text{ m/s}, \qquad (19)$$

coeficientul a_{NC} este dat de relaţia (12), iar coeficientul a_A se înlocuieşte cu expresia:

$$a_A = \frac{\theta_{aA}}{\theta_A} \frac{\varkappa_I + \left(\frac{I_{xA}}{I_{xNI}}\right)^2}{\varkappa_I + 1} \frac{D_{aN}}{D_{aA}} a_{NI} = \frac{\varkappa_I + \sigma_A^2 \frac{n_N}{n_m}}{\varkappa_I + 1} a_{NI}, \qquad (20)$$

dedusă cu condiţia $\theta_A = \theta_{NI}$ şi pe baza relaţiilor (4), (5), (2) şi (17), asemănător ca expresia (13).

Înlocuind expresiile (12), (19) şi (20) în (18), se obţine în final:

$$\sigma_A = \frac{I_{xA}}{I_{xNI}} = \sqrt{\frac{\left(1 + k_s \sqrt{v_{aN} \frac{n_m}{n_N}}\right)(\varkappa_I + 1)}{(1 + k_s \sqrt{v_{aN}})\left(1 + \frac{1 - DA_N}{DA_N} \beta_0 - 0{,}5\, a_{NI}\right) + 0{,}5\, a_{NI} \left(1 + k_s \sqrt{v_{aN} \frac{n_m}{n_N}}\right) \frac{n_N}{n_m}}} - \varkappa_I. \qquad (21)$$

Cu formula (21) se poate calcula sarcina relativă admisibilă a unor motoare electrice construite pentru funcţionarea în *RI* cu ventilaţie proprie, dar utilizate în *RC* (sau *RCI*) şi la o turaţie medie diferită de cea nominală.

Potrivit relaţiei (20), încălzirea admisibilă a aerului de răcire este:

$$\theta_{aA} = \frac{\varkappa_I + \sigma_A^2 \frac{n_N}{n_m}}{\varkappa_I + 1} a_{NI}\, \theta_{NI} \qquad (22)$$

Relaţiile (21) şi (22) pot fi particularizate uşor pentru cazul motoarelor construite pentru funcţionarea în *RC* cu ventilaţie proprie, utilizate la altă turaţie medie, $n_m \neq n_N$. În acest scop se fac următoarele înlocuiri: $DA_N = 1$, $I_{xNI} \to I_{xNI}$ ($\sigma_{NC} = 1$), $\varkappa_I \to \varkappa_C = k/v_{NC}$, $a_{NI} \to a_{NC}$ şi $\theta_{NI} \to \theta_{NC}$.

În cazul exemplului de calcul din lucrare, aplicînd succesiv relaţiile (21), (20) şi (22), se obţine: $\sigma_A = 0{,}757$, $a_A = 0{,}248$, respectiv $\theta_{aA} = 16°C$, ceea ce înseamnă, că la nefuncţionarea accidentală a ventilaţiei exterioare, sarcina de durată admisibilă în condiţiile de exploatare date se reduce pînă la valoarea de $\frac{\sigma_A}{\sigma_R} 100 = 77{,}9\%$ din sarcina admisibilă în regimul real normal; încălzirea aerului de răcire nu trebuie să depăşească 16°C.

4.3. *Suprasarcina de durată admisibilă prin epuizarea rezervei de încălzire*

La funcţionarea motorului în *RI* nominal, la sarcina nominală şi în condiţiile de răcire nominale, supratemperatura medie a înfăşurărilor statorice şi rotorice nu atinge valoarea admisă pentru clasa lor de izolaţie. Astfel, la valorile nominale ale curenţilor, rezerva de încălzire a statorului este de $\theta_{ad} - \theta_{1NI} = 11\,°C$, iar a rotorului de $\theta_{ad} - \theta_{2NI} = 20°C$.

Rezultă că în limita acestei rezerve de încălzire se poate admite o anumită suprasarcină de durată, fără a periclita viaţa motorului şi fără a o scurta în mod dăunător.

În cele ce urmează se notează cu prima (′) valorile admisibile ale curenţilor prin epuizarea rezervei de încălzire şi se calculează valoarea factorului rezervei de încălzire (ρ_ν) pentru înfăşurarea cu rezerva de încălzire cea mai mică adică pentru înfăşurarea statorică, aplicînd formula [7]:

$$\rho_\nu = \frac{I'_{1\nu}}{I_{1\nu}} = \frac{\sigma'_\nu}{\sigma_\nu} = \frac{1}{\sigma_\nu} \sqrt{\frac{\theta_{ad}}{\theta_{1NI}} (\varkappa_I + \sigma_\nu^2) - \varkappa_I}. \qquad (23)$$

Pentru regimurile care intervin în exemplul de calcul din lucrarea de faţă se obţine:

— pentru *RI* nominal (indicele $\nu = NI$): $\sigma_{NI} = 1$; $\rho_{NI} = \sigma'_{NI} = 1{,}1165$ şi deci $I'_{xNI} = 1{,}1165\, I_{xNI}$;

— pentru *RC* cu ventilaţia proprie nominală (indicele $\nu = NC$): $\sigma_{NC} = 0{,}822$, $\sigma'_{NC} = 0{,}933$, $\sigma_{NC} = 1{,}135$ şi deci $I'_{xNC} = 0{,}933\, I_{xNI} = 1{,}1165\, I_{xNC}$;

— pentru regimul real normal (indicele $\nu = R$): $\sigma_R = 0{,}972$, $\sigma'_R = 1{,}088$, $\rho_R = 1{,}1194$ şi deci $I'_{xR} = 1{,}088\, I_{xNI} = 1{,}1194\, I_{xR}$;

— pentru regimul real de avarie (indicele $\nu = A$): $\sigma_A = 0{,}757$, $\sigma'_A = 0{,}867$, $\rho_A = 1{,}145$ şi deci $I'_{xA} = 0{,}867\, I_{xNI} = 1{,}145\, I_{xA}$.

5. Interpretarea rezultatelor

Rezultatele calculelor de verificare a solicitării termice medii a motorului prin metoda curentului echivalent sînt concentrate în tabela 2.

Se constată următoarele:

— la exploatarea motorului în condiţii echivalente cu cele existente la data înregistrărilor, adică în regimul real normal, nu există un pericol iminent ca motorul să se ardă din nou, deoarece el nu este încărcat peste sarcina admisibilă. Înfăşurarea statorică este încărcată în proporţie de 96,7%, iar înfăşurarea rotorică (faza cea mai solicitată) este încărcată în proporţie de 98,8% din sarcina admisibilă. Se poate considera, că motorul este solicitat

Rezultatele calculelor de verificare a puterii motorului prin metoda curentului echivalent *Tabela 2*

Înfăşurarea verificată	Condiţii de exploatare ca în etapa:	I_{xe}, A	Normal (cu epuizarea rezervei de încălzire)					
			I_{xNI}, A	I_{xNC}, A	I_{xR}, A	I_{xA}, A	$\frac{I_{xe}}{I_{xR}}$	$\frac{I_{xe}}{I_{xA}}$
Stator $x = 1$	I	259,1	276	227	268	209	0,966 (0,864)	1,240 (1,084)
	II	259,4	(308)	(257)	(300)	(239)	0,967 (0,865)	(1,241 (1,085)
Rotor $x=2$	I şi II	177,9	185 (206)	152 (172)	180 (201)	140 (160)	0,988 (0,885)	1,270 (1,112)

Notă: — valorile cuprinse într-un cadru suplimentar reprezintă cazurile de suprasolicitare a motorului;
— valorile din paranteze corespund cazului sarcinii admisibile la epuizarea rezervei de încălzire

la limită din punctul de vedere al încălzirii şi nu se recomandă utilizarea lui într-un regim mai greu;

— prin cercetările efectuate se atestă necesitatea ventilaţiei exterioare. Dacă motorul ar funcţiona numai cu ventilaţia proprie, atunci sarcina medie echivalentă din *RCI* real ar depăşi pe cea admisibilă în acest caz, cu 24,1% în stator şi cu 27% în rotor (faza cea mai solicitată). Chiar dacă se ia în considerare rezerva de încălzire a motorului, mai rezultă o suprasarcină de durată de 8,5% pentru stator şi de 11,2% pentru rotor. Nefuncţionarea ventilaţiei exterioare conduce inevitabil la arderea motorului, constituind astfel o situaţie de avarie;

— Din cauza nesimetriei circuitului rotoric, sarcina relativă a unei faze rotorice este totdeauna mai mare decît cea a fazelor statorice. Prin această constatare se justifică de ce de fiecare dată s-au ars bobinele unei faze rotorice, cu toate că în *RI* nominal rezerva de încălzire a înfăşurării rotorice este mai mare decît cea a înfăşurării statorice. De aceea, nesimetria reostatului de alunecare constituie o situaţie necorespunzătoare pentru încălzirea motorului.

6. Concluzii

6.1. În practica industrială, motoarele electrice de acţionare sînt utilizate adeseori în alte regimuri de funcţionare şi de încărcare şi în alte condiţii de ventilaţie decît cele nominale pentru care au fost construite. Din această cauză, la verificarea pe baza încălzirii a puterii motoarelor prin una din metodele mărimilor echivalente [2], [3], [8], valoarea sarcinii medii echivalente nu poate fi comparată cu cea nominală înscrisă pe plăcuţă indicatoare sau în fişa tehnică a motorului, ci trebuie să fie comparată cu valoarea admisibilă, calculată de fiecare dată pentru condiţiile regimului real. În anumite situaţii, cînd încărcarea medie echivalentă depăşeşte cu puţin încărcarea nominală şi cînd se verifică pericolul arderii unui motor, se poate ţine seama de rezerva de încălzire a motorului, existentă în regimul nominal.

6.2. În legătură cu datele iniţiale necesare pentru calculul la încălzire şi verificarea puterii motoarelor electrice de acţionare se evidenţiază încă odată [5] necesitatea completării cît mai grabnice a listei datelor de catalog a motoarelor electrice cu noi mărimi, cum sînt: $\varkappa$, T_N, β_0, D_{aN} şi a_N.

6.3. Prin exemplul concret tratat în lucrare se confirmă experimental faptul [5], că la utilizarea în *RC* a unor motoare electrice construite pentru *RI* trebuie să se recalculeze puterea admisibilă, chiar dacă este cazul unui *RCI* cu perioade de mers în gol la care durata relativă de încărcare medie (DA_m) are aceeaşi valoare cu durata relativă de funcţionare nominală (DA_N).

6.4. Se apreciază, că lucrarea de faţă poate fi utilă tuturor celor care se ocupă cu proiectarea şi exploatarea de acţionări cu motoare electrice.

Bibliografie

[1] *Braşovan, M., Bartzer, Şt., Balaci, I* şi *Popovici, D.* Studiul instalaţiei electrice de acţionare a mecanismului de excavare-ridicare al excavatorului E. 25 de la Balastiera din Ghioroc. Protocol Nr. 2017/1970, Facultatea de electrotehnică din Timişoara, Catedra de utilizările energiei electrice.

[2] *Braşovan, M.* Acţionări electromecanice. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1967.

[3] *Braşovan, M.* şi *Seracin E.* Metode noi de proiectare a acţionărilor electrice. Bucureşti, Editura Academiei RSR, 1968.

[4] STAS 1893—65. Maşini electrice rotative. Condiţii generale.

[5] *Bartzer, Şt.* Observaţii cu privire la utilizarea în regimul continuu a motoarelor electrice cu regimul nominal intermitent. În: Electrotehnica 19, nr. 3, 1971, p. 88—92.

[6] *Alexeev, A. E.* Construcţia maşinilor electrice (Traducere din l. rusă). Bucureşti, Editura energetică de stat, 1954.

[7] *Bartzer, Şt.* Suprasarcina admisibilă a motoarelor electrice prin epuizarea rezervei de încălzire din regimul nominal. Facultatea de electrotehnică — Timişoara, Catedra de utilizările energiei electrice.

[8] *Braşovan, M.* şi *Bartzer, Şt.* Über die Gültigkeit der Methode der äquivalenten Grossen für die Berechnung der Nennleistung elektrischer Antriebsmotoren. În: Wissenschaftliche Zeitschrift der Elektrotechnik, 17, nr. 4, 1971, p. 229—242.

Intrat în redacţie la 25.IV.1971

Arbore electric cu mașini de curent continuu, un nou tip de arbore

GHEORGHE MARGA* — Brașov

CZ 621.34 : 621.313.2.072

Utilizarea din ce în ce mai frecventă a arborelui electric în instalații industriale foarte diferite, a impus necesitatea cunoașterii mai precisă a fenomenelor, mai ales cantitative, ce au loc în arborele electric, prin găsirea unor relații matematice complexe. Îmbunătățirea performanțelor calitative ale arborelui electric alcătuit din motoare asincrone [1] — [4] a ajuns la valori apropiate de cele limită, așa încît a apărut necesitatea conceperii unui nou tip de arbore cu performanțe superioare arborelui cu motoare asincrone.

Explicarea principiului arborelui electric cu mașini de curent continuu este ușurată dacă în prealabil se analizează arborele electric cu motoare asincrone și schema lui structurală. Totodată este posibilă o comparație a celor două sisteme.

1. Arbore electric cu motoare asincrone

Atît arborele electric de lucru [1] (fără mașini auxiliare) arătat în figura 1 a cît și arborele electric de compensare sau egalizare [1], [2] (cu mașini auxiliare) arătat de figura 1b, utilizează, pentru producerea, la aceeași turație, a cuplurilor electromagnetice diferite ca valoare și sens, motoare asincrone cu rotoarele bobinate.

Arborele electric de lucru, fără rezistență exterioară, în circuitul rotoric comun asigură mersul sincron numai pentru o diferență mică a încărcărilor, mai ales la alunecări mici, deoarece diferența încărcărilor crește, pînă la $s = 1$, aproape liniar. Pentru aceasta, se folosește o rezistență electrică comună în circuitul rotoric

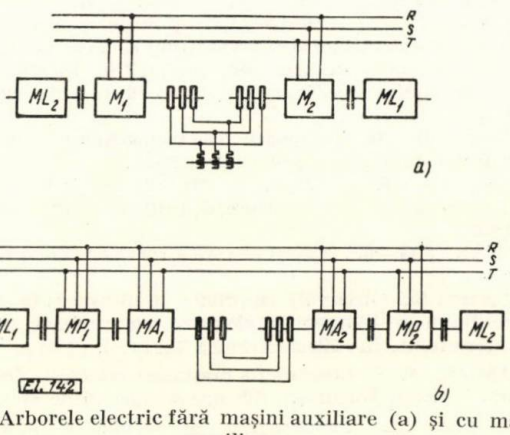


Fig. 1. Arborele electric fără mașini auxiliare (a) și cu mașini auxiliare.

al arborelui, determinînd astfel o alunecare de funcționare care asigură o diferență a încărcărilor $\Delta M = M_2 - M_1 = M_k$ egală cu cuplul de răsturnare al unui motor [1] dacă $s = s_k$. La această alunecare, rezistența comună R întrece de cîteva ori [1] rezistența rotorică internă a unei mașini, iar randamentul întregului sistem scade foarte mult.

Arborele electric de egalizare poate asigura o diferență mai mare a încărcărilor care poate ajunge la o valoare egală cu dublul cuplului de răsturnare al unei mașini de egalizare. Deși arborele electric de compensare necesită patru mașini asincrone, două de egalizare (auxiliare) și două de antrenare (principale), totuși acest arbore a obținut cea mai largă aplicare, datorită capacității mari de încărcare și datorită unei mai bune stabilități statice și dinamice [3].

Dacă unghiul de torsionare al arborelui nu este prea mare, iar alunecarea mașinilor auxiliare este $s \approx 2$, atunci coeficienții de elasticitate $c_{a11} = -c_{a12}$ și $c_{a22} = -c_{a21}$ nu depind practic de încărcarea arborelui [1]. Ținînd cont și de coeficienții de amortizare d_{p1} și d_{p2} ai motoarelor de antrenare și de momentele de inerție J_1 și J_2 ale celor două grupe de mașini se pot scrie ecuațiile echilibrului dinamic [1] corespunzătoare acestor două grupe de mașini :

$$J_1 \ddot{\varphi}_1 + d_{p1}\dot{\varphi}_1 + c_{a11}\varphi_1 + c_{a12}\varphi_2 = M_{r1} \quad (1)$$

$$J_2 \ddot{\varphi}_2 + d_{p2}\dot{\varphi}_2 + c_{a22}\varphi_2 + c_{a21}\varphi_1 = M_{r2}. \quad (2)$$

Aici s-au mai folosit relațiile [2]

$$\varphi_1 = \varphi_{10} + \psi_1; \quad \dot{\varphi}_1 = \dot{\varphi}_{10} + \dot{\psi}_1; \quad \ddot{\varphi}_1 = \ddot{\psi}_1 \quad (3)$$

și

$$\varphi_2 = \varphi_{20} + \psi_2; \quad \dot{\varphi}_2 = \dot{\varphi}_{20} + \dot{\psi}_2; \quad \ddot{\varphi}_2 = \ddot{\psi}_2 \quad (4)$$

în care ψ_1 și ψ_2 reprezintă creșterile unghiului mașinii *1* și respectiv *2* față de stările respective de echilibru φ_{10} și φ_{20}.

Pe baza relațiilor (1) și (2) și ținînd cont de semnele negative ale coeficienților reciproci de elasticitate față de semnele coeficienților proprii se obține schema structurală a arborelui nesimetric arătată în figura 2a.

Dacă se presupune că tensiunea de alimentare statorică U_1 este constantă atunci coeficienții de elasticitate sînt constanți. Dacă încărcarea grupului *1* de mașini este $M_{r1} = +\Delta M_r$, iar încărcarea gradului *2* de mașini este $M_{r2} = -\Delta M_r$ atunci după aplicarea transformatei Laplace, relațiile (1) și (2), la condiții inițiale

* Dr. ing. *Manga Gh.* este conferențiar la Universitatea din Brașov

nule, se obține funcția de transfer față de încărcare [3], considerată ca perturbație:

$$Y_{\gamma,\Delta M_r}(\lambda) = \frac{\gamma(\lambda)}{\Delta M_r(\lambda)} = p\,\frac{[\psi_1(\lambda) - \psi_2(\lambda)]}{\Delta M_r(\lambda)} =$$

$$= p\,\frac{(J_1 + J_2)\,\lambda + (d_{p1} + d_{p2})}{J_1 J_2 \lambda^3 + (J_1 d_{p2} + J_2 d_{r1})\,\lambda^2 + (J_1 c_{a22} + J_2 c_{a11} + d_{p1} d_{p2})\,\lambda + (d_{p1} c_{a22} + d_{p2} c_{a22})} \qquad (5)$$

în care λ provine de la transformarea Laplace. Aici s-au mai notat:

ΔM_r — mărimea de intrare, egală cu diferența cuplurilor rezistente;

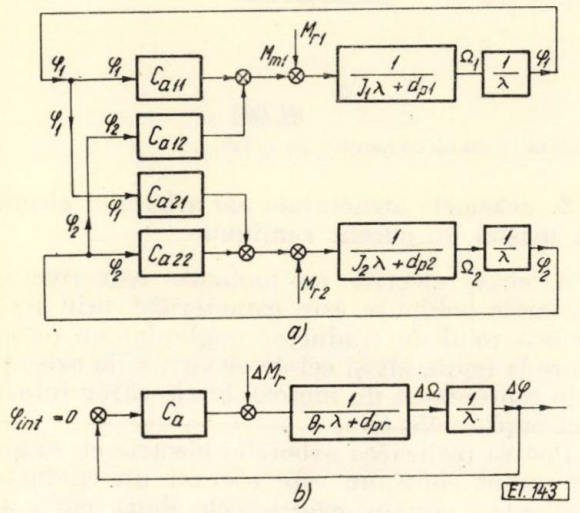


Fig. 2. Schemele structurale ale arborelui electric cu motoare asincrone.

γ — mărimea de ieșire, egală cu unghiul electric de decalaj dintre rotoarele celor două grupe de mașini;

p — numărul de perechi de poli ai mașinilor auxiliare.

La cele mai multe instalații industriale, arborele electric este simetric mai ales datorită identității mașinilor de lucru, celelalte mașini electrice fiind de obiceiu identice ($c_{a11} = c_{a22} = c_a$; $d_{p1} = d_{p2} = d_p$ și $J_1 = J_2 = J$) [4].

În acest caz schema structurală se simplifică ca-n figura 2b, iar funcția de transfer devine:

$$Y_{\gamma,\Delta M_r}(\lambda) = \frac{Y_{0b}(\lambda)}{1 + Y(\lambda)} =$$

$$= \frac{\dfrac{1}{J_r \lambda + d_{pr}}\,\dfrac{1}{\lambda}}{1 + c_a\,\dfrac{1}{J_u \lambda + d_{pr}}\,\dfrac{1}{\lambda}} = \frac{1}{J_r \lambda^2 + d_{pr} \lambda + c_a} \qquad (6)$$

în care $Y_{0b}(\lambda)$ este funcția de transfer a obiectului de reglare [5] determinată de elementele cuprinse între punctul de aplicație a perturbației și ieșire;

$Y(\lambda)$ — funcția de transfer a buclei reacției principale;

$J_r = \dfrac{J}{2}$ — momentul de inerție echivalent;

$d_{pr} = \dfrac{d_p}{2}$ — coeficientul de amortizare echivalent.

Stabilitatea arborelui electric se poate verifica analizînd polinomul caracteristic al funcției de transfer (5) sau (6) folosind criteriul lui Hurwitz [2].

Arborele electric de egalizare este unul din cele mai simple sisteme de reglare automată, deoarece atît traductorul de unghi caracterizat printr-o putere mare la ieșire, cît și elementele de execuție, sînt reprezentate de însăși mașinile auxiliare.

2. Structura motorului de curent continuu cu excitație independentă

Pentru studiul comportării dinamice a motorului de curent continuu cu excitație independentă se folosesc ecuațiile de tensiune (7) și de cuplu (8), scrise în forma operațională:

$$u = C_e\,\Omega + i_i\,(r_i + \lambda L_i) \qquad (7)$$

$$M_m = C_m i_i = M_r + J\lambda\Omega \qquad (8)$$

unde

u reprezintă tensiunea de alimentare a indusului;

$C_e = c_e\Phi$ — constanta de tensiune electromotoare la $\Phi = \text{const}$;

$C_m = c_m\Phi$ — constanta de cuplu electromagnetic;

i_i — curentul din indus;

$z_i = r_i + \lambda L_i$ — impedanța operațională a indusului;

M_m — cuplul electromagnetic al mașinii;

M_r — cuplul rezistent;

Ω — viteza unghiulară a rotorului.

Folosind aceste ecuații se poate construi schema structurală detaliată [5] a motorului de curent continuu comandat pe indus (fig. 3a). Prin înlăturarea buclei reactanței operaționale λL_i, incluzînd-o în constanta de timp $T_i =$

$= L_i/r_i$ a circuitului indusului se obţine schema structurală b (fig. 3).

Funcţia de transfer a vitezei unghiulare Ω faţă de tensiunea de alimentare u [5], rezultă imediat după schema structurală de pe figura 3b.

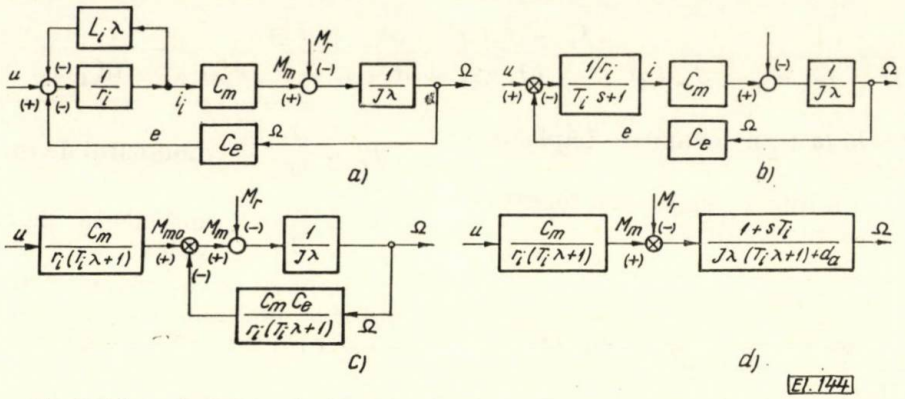


Fig. 3. Schemele structurale ale motorului de curent continuu comandat pe indus.

$$Y_{\Omega,u}(\lambda) = \frac{\Omega(\lambda)}{u(\lambda)} = \frac{k_m}{(T_i\lambda + 1)\, T_m \lambda + 1} \quad (9)$$

unde

$k_m = \dfrac{1}{C_e}$ reprezintă coeficientul de amplificare al motorului;

$T_m = \dfrac{Jr_i}{C_e C_m}$ — constanta electromecanică de timp a motorului.

Funcţia de transfer a vitezei unghiulare Ω faţă de cuplul rezistent perturbator M_r [5] este obţinută în acelaşi mod:

$$Y_{\Omega,\Delta M_r}(\lambda) = \frac{r_i}{C_m}(T_i\lambda + 1)\, Y_{\Omega,u}(\lambda). \quad (10)$$

Funcţia de transfer a vitezei unghiulare faţă de cuplul rezistent M_r sau faţă de cuplul electromagnetic M_m care are acelaşi punct de aplicaţie ca M_r, se mai poate obţine deplasînd legătura de reacţie a tensiunii electromotoare de la intrare pînă în punctul dinaintea locului de aplicare al perturbaţiei (fig. 3c şi d). După cîteva calcule se obţine:

$$Y_{\Omega,M_m}(\lambda) = \frac{\Omega(\lambda)}{M_m(\lambda)} = \frac{T_i\lambda + 1}{J\lambda(T_i\lambda + 1) + d_a}$$

unde $d_a = \dfrac{C_m C_e}{r_i} = -\dfrac{\partial M_m}{\partial \Omega}$ reprezintă coeficientul de amortizare [4] al motorului. Constanta electromagnetică a indusului T_i este mult mai mică ca cea electromecanică T_m, aşa încît prin neglijarea ei expresiile (9), (10) şi (11) se simplifică. Relaţia (11) devine, dacă $T_i \approx 0$, identică cu cea obţinută pentru motorul asincron, cuplat în arbore electric (fig. 2). Cu aceste precizări se poate înţelege uşor principiul realizării arborelui electric cu maşini de curent continuu.

3. Schemele structurale ale arborelui electric cu maşini de curent continuu

Arborele electric cu motoare asincrone cu rotoarele bobinate este caracterizat prin aceea că atît rolul de traductor unghiular cu putere mare la ieşire, cît şi cel de elemente de execuţie este reprezentat de motoarele ale căror rotoare sînt cuplate electric.

Pentru realizarea arborelui electric cu maşini de curent continuu este necesar un traductor unghiular, comun pentru cele două părţi ale arborelui. Pentru fiecare parte a arborelui este de asemenea necesar un amplificator, de preferinţă static, şi un motor de curent continuu (element de execuţie) comandat pe indus.

Considerînd că traductorul unghiular este un element fără inerţie, cu coeficient de amplificare K_t, iar funcţia de transfer a amplificatorului este $Y_a(\lambda)$, atunci luînd în considerare structura simplificată a motorului de curent continuu cu excitaţie separată (fig. 3) se pot obţine schemele structurale ale arborelui electric cu maşini de curent continuu (fig. 4a şi b)

În acest caz nu s-au luat în considerare constantele de timp ($T_i \approx 0$) ale circuitelor indusurilor. Dacă cele trei elemente, cuprinse între punctul de intrare şi punctul de aplicaţie al perturbaţiei, se includ într-un singur element, atunci acest element reprezintă chiar coeficientul de elasticitate $c_a(\lambda)$ al unei părţi a arborelui în care mărimea de intrare reprezintă unghiul de decalaj între rotoarele arborelui, iar mărimea de ieşire, cuplul electromagnetic M_m, dezvoltat de motorul de curent continuu.

Expresia operaţională $c_a(\lambda)$ a coeficientului propriu de elasticitate este determinată de produsul funcţiilor de transfer ale celor trei elemente, adică:

$$c_a(\lambda) = k_t\, Y_a(\lambda) \frac{C_m}{r_i}. \quad (12)$$

Dacă amplificatorul este fără inerție, iar coeficientul de amplificare al acestuia este k_a, atunci coeficientul de elasticitate c_a obține o valoare constantă, analog arborelui electric cu motoare asincrone. Dacă se ține seama și de

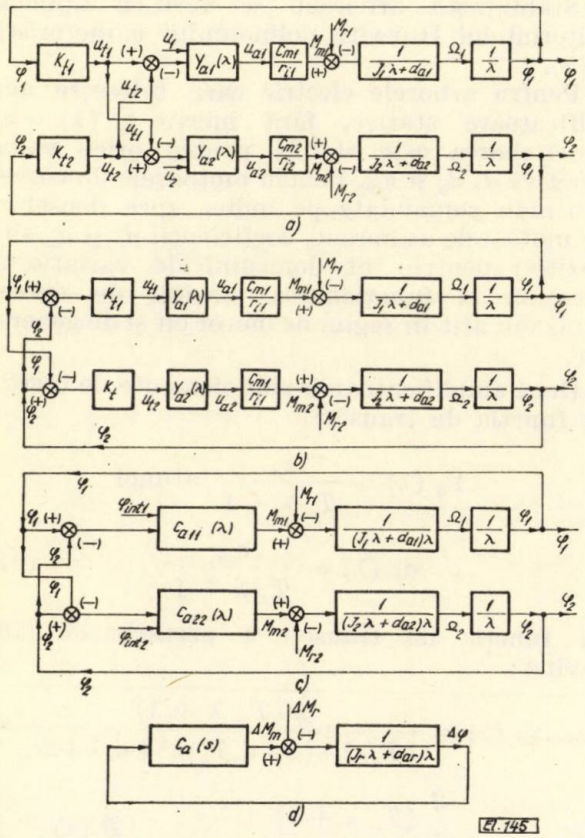


Fig. 4. Schemele structurale ale arborelui electric cu mașini de curent continuu.

expresia coeficientului de amortizare $d_a = \frac{C_m C_e}{r_i}$ atunci coeficientul de elasticitate devine :

$$c_{a0} = k_t\, k_a \frac{C_m}{r_i} = k_t\, k_a\, k_m\, d_a. \qquad (13)$$

Coeficientul de elasticitate c_{a0} produs de un motor, mai poate fi determinat și cu ajutorul caracteristicilor mecanice $\Omega = f(M_m)$.

Motoarele M_1 și M_2 se presupun identice. În acest caz, la încărcări egale, caracteristicile mecanice, arătate pe figura 5 cu linie întreruptă, coincid. Dacă cuplurile rezistente ce acționează asupra celor două motoare sînt egale și egale cu cuplurile nominale ale motoarelor $M_{r10} = M_{r20} = M_{mn}$, atunci vitezele unghiulare ale celor două motoare sînt egale cu Ω_n, iar unghiul de decalaj între rotoare, măsurat de traductor va fi egal cu zero. Dacă cuplul rezistent M_{r1} ce acționează asupra motorului M_1 crește față de valoarea inițială M_{r10} cu ΔM_r, iar cuplul rezistent M_{r2} scade cu aceeași valoare, asupra arborelui se produce o torsionare cu un unghiu $\Delta\varphi$. Tensiunea corespunzătoare, obținută la ieșirea traductorului unghiular, determină o creștere a tensiunii de alimentare u_{a1} a motorului M_1, și o scădere a tensiunii u_{a2} a motorului M_2. Ca urmare, caracteristicile mecanice ale celor două motoare se deplasează în sus, respectiv în jos cu mărimile $\Delta\Omega$.

Diferența cuplurilor electromagnetice $\Delta M_m = M_{m1} - M_{m2}$ se poate scrie :

$$\Delta M_m = 2\,\Delta M_{m1} = 2\,\Delta M_{m2} = 2\, d_p\, \Delta\Omega = 2\, d_a\, k_m\, k_a\, k_t\, \Delta\varphi. \qquad (14)$$

Pe de altă parte, se mai poate scrie :

$$\Delta M_m = c_{a\,ro}\,\Delta\varphi = 2\, c_{a10}\,\Delta\varphi = 2\, c_{a20}\,\Delta\varphi = 2\, c_{a0}\,\Delta\varphi. \qquad (15)$$

Din ultimele două relații se obține expresia coeficientului c_{a0}, identică cu (12). După încărcarea cu cupluri rezistente inegale, viteza unghiulară se păstrează la aceeași valoare ca-n cazul încărcării cu cupluri rezistente egale, dacă valoarea medie a cuplurilor inegale este aceeași cu valoarea încărcărilor egale. Dacă valoarea medie a încărcărilor inegale este mai mică sau mai mare față de cazul încărcării simetrice, viteza unghiulară a arborelui crește sau scade față de valoarea anterioară a vitezei unghiulare corespunzătoare încărcării cu cupluri rezistente egale.

Luînd în considerare coeficienții operaționali de elasticitate proprii $c_{a11}(\lambda)$ și $c_{a22}(\lambda)$ și cei

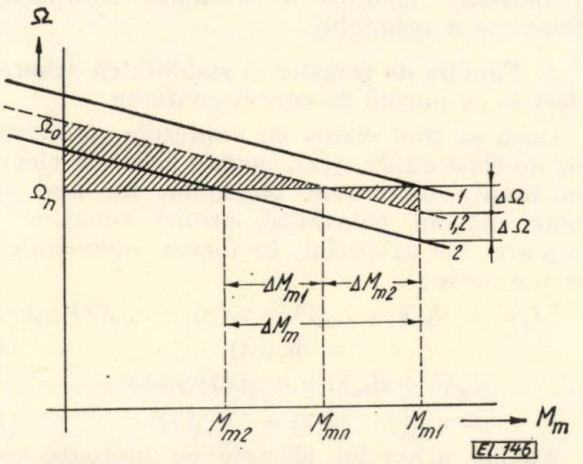


Fig. 5. Deplasările caracteristicilor mecanice ale motoarelor de curent continuu în cazul încărcării arborelui electric.

reciproci, $c_{a12}(\lambda)$ și $c_{a21}(\lambda)$, definiți prin relațiile

$$c_{a11}(\lambda) = -\,c_{a21}(\lambda) = k_t\, Y_{a1}(\lambda)\frac{C_{m1}}{r_{i1}} \qquad (16)$$

$$c_{a22}(\lambda) = -\,c_{a12}(\lambda) = k_t\, Y_{a2}(\lambda)\frac{C_{m2}}{r_{i2}} \qquad (17)$$

se poate obține schema structurală simplificată, arătată pe figura 4c.

Cea mai simplă schemă structurală (fig. 4d) a arborelui cu mașini de curent continuu se obține în cazul folosirii amplificatoarelor și motoarelor de curent continuu identice pentru cele două părți ale arborelui. În acest caz

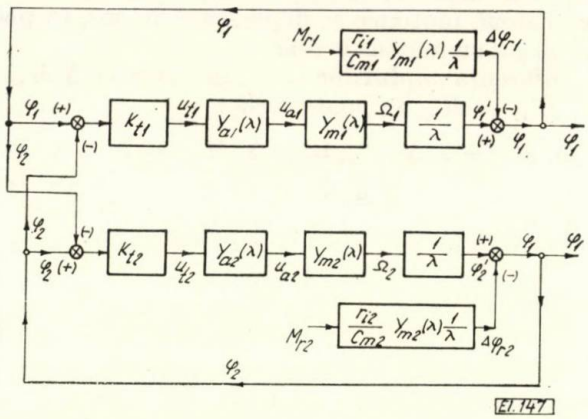


Fig. 6. Schema structurală a arborelui electric cu mașini de curent continuu cu aplicarea perturbațiilor la ieșire.

se consideră că $J_r = \frac{J}{2}$, $d_{ar} = \frac{d_a}{2}$ iar $\Delta M_r = M_{r2} - M_{r1}$.

Mai există și alte forme ale schemelor structurale ale arborelui electric cu mașini de curent continuu. La deplasarea punctelor de aplicație ale perturbațiilor (încărcărilor) și la folosirea funcțiilor de transfer ale motoarelor $Y_m(\lambda)$ se obține schema structurală a arborelui electric arătată pe figura 6. Această schemă permite o oarecare ușurare a studiului comportării dinamice a arborelui.

4. Funcția de transfer și stabilitatea arborelui electric cu mașini de curent continuu

Dacă se ține seama că expresiile coeficienților de elasticitate $c_a(\lambda)$, pentru arborele electric cu mașini de curent continuu, nu mai sînt niște mărimi constante, atunci ecuațiile de mișcare ale arborelui, în forma operațională, se pot scrie:

$$[J_1\lambda^2 + d_{a1}\lambda + c_{a11}(\lambda)]\,\varphi_1(\lambda) - c_{a12}(\lambda)\,\varphi_2(\lambda) = M_{r1}(\lambda) \quad (18)$$

$$[J_2\lambda^2 + d_{a2}\lambda + c_{a22}(\lambda)]\,\varphi_2(\lambda) - c_{a21}(\lambda)\,\varphi_1(\lambda) = M_{r2}(\lambda). \quad (19)$$

Analog arborelui electric cu motoare asincrone, funcția de transfer a arborelui cu motoare de curent continuu, este asemănătoare cu (5) cu deosebirea că $c_{a11}(\lambda)$ și $c_{a22}(\lambda)$ nu mai sînt mărimi constante.

Pentru arborele simetric ($c_{a11} = c_{a22} = c_a$; $d_{a1} = d_{a2} = d_a$ și $J_1 = J_2 = J$), analog funcției de transfer (6) se poate obține:

$$Y_{\Delta\varphi,\Delta M_r}(\lambda) = \frac{\Delta\varphi(\lambda)}{\Delta M_r(\lambda)} = \frac{\varphi_1(\lambda) - \varphi_2(\lambda)}{\Delta M_r(\lambda)} = \frac{2}{J\lambda^2 + d_a\lambda + 2c_a(\lambda)} = \frac{2}{A(\lambda)} \quad (20)$$

unde $A(\lambda)$ este polinomul caracteristic al funcției de transfer al perturbației, care reprezintă în același timp polimerul caracteristic al funcției de transfer al sistemului închis față de tensiunea de alimentare a indusurilor.

Stabilitatea arborelui se verifică aplicînd criteriul lui Hurwitz polinomului caracteristic $A(\lambda)$.

Pentru arborele electric care folosește amplificatoare statice, fără inerție $c_a(\lambda) = c_{a0}$ funcționarea este stabilă pentru orice valori pozitive J, d_a și c_{a0}. Pentru motoarele de curent continuu comandate pe indus, spre deosebire de motoarele asincrone, coeficienții d și c_{a0} sînt pozitivi pentru tot domeniul de variație al turației, la funcționarea mașinii de curent continuu atît în regim de motor cît și de generator.

Dacă amplificatoarele sînt elemente de inerție cu funcția de transfer

$$Y_a(\lambda) = \frac{k_a}{T_a\lambda + 1} \text{ atunci}$$

$$c_a(\lambda) = \frac{c_{a0}}{T_a\lambda + 1} \quad (21)$$

iar funcția de transfer a perturbației (20) devine:

$$Y_{\Delta\varphi,\Delta M_r}(\lambda) = \frac{2(T_a\lambda + 1)}{JT_a\lambda^3 + (J + d_aT_a)\lambda^2 + d_a\lambda + 2c_a} = \frac{\frac{2}{d_a}(T_a\lambda + 1)}{T_mT_a\lambda^3 + (T_m + T_a)\lambda^2 + \lambda + K} = \frac{B(\lambda)}{A(\lambda)} \quad (22)$$

unde $K = 2\,k_t\,k_a\,\frac{C_m}{r_i}\,d_a = 2\,k_t\,k_a\,k_m$, s^{-1}, reprezintă coeficientul de amplificare al sistemului deschis. Coeficientul de amplificare al sistemului închis este $K_0 = \frac{2}{d_aK}$, $\frac{\text{rad}}{\text{Nm}}$.

După aplicarea criteriului lui Hurwitz polinomului caracteristic $A(\lambda)$ al funcției de transfer (22) se obține:

$(T_m + T_a) > KT_mT_a$ de unde, pentru funcționarea stabilă a arborelui electric, se obține domeniul de variație al coeficientului K:

$$K < \left(\frac{1}{T_m} + \frac{1}{T_a}\right). \quad (23)$$

Pentru mărirea capacității de încărcare a arborelui, determinată de coeficientul de elasticitate rezultant, produs de cele două motoare, $c_{ar} = 2\,c_{a0} = K$, este necesară mărirea coeficientului de amplificare K al sistemului deschis. Limita de stabilitate, obținută de egalitatea relației (23), impune valoarea limită K_{lim} a coeficientului de amplificare.

Pentru mărirea capacității de încărcare, în cazul folosirii amplificatoarelor cu funcția de transfer de ordinul întîi, fără ca stabilitatea să fie afectată, este necesară introducerea elementelor de corecție în circuitele de reacție, legate în paralel cu amplificatoarele. Dacă pentru corecția paralelă se alege un circuit de diferențiere, format din elementele R_c și C_c și a cărei funcție de transfer este :

$$Y_c(\lambda) = \frac{T_c\lambda}{T_c\lambda + 1}, \tag{24}$$

funcția de transfer echivalentă $Y_{ac}(\lambda)$ a amplificatorului și a circuitului de corecție $Y_c(\lambda)$ este dată de relația :

$$Y_{ac}(\lambda) = \frac{Y_a(\lambda)}{1 + Y_c(\lambda)\ Y_a(\lambda)} = \frac{K_a(T_c\lambda + 1)}{(T_a\lambda + 1)(T_c\lambda + 1) + k_a\ T_c\lambda} \tag{25}$$

iar coeficientul operațional de elasticitate $c_a(\lambda)$ devine :

$$c_a(\lambda) = c_{a0}\frac{(T_c\lambda + 1)}{(T_a\lambda + 1)(T_c\lambda + 1) + k_aT_c\lambda} \tag{26}$$

unde c_{a0} reprezentată de aceeași relație (13).

Înlocuind $c_a(\lambda)$ în expresia (20) se obține funcția de transfer a arborelui care folosește circuite de corecție :

$$Y_{\Delta\varphi,\Delta M_r}(\lambda) = \frac{2[(T_a\lambda + 1)(T_c\lambda + 1) + k_c\ T_c\lambda}{(J\lambda^2 + \lambda)\ [(T_a\lambda + 1)(T_c\lambda + 1) + k_a\ T\ \lambda] + 2\ c_{a0}\ (T_c\lambda + 1)} =$$

$$= \frac{\frac{2}{d_a}[(T_a\lambda + 1)\ (T_c\lambda + 1) + k_c\ T_c\lambda]}{\{T_m\ T_aT_c\lambda^4 + [(T_mT_a + T_aT_c + (1+k_a)T_mT_c]\lambda^3 + [T_m + T_a + (1+k_0)\ T_c]\lambda^2 + (KT_c+1)\lambda + K} = \frac{B(\lambda)}{A(\lambda)}. \tag{27}$$

Pentru menținerea stabilității, coeficienții polimerului caracteristic $A(\lambda)$ trebuie să îndeplinească următoarele inegalități

$$[T_m + T_a + (1 + k_a)\ T_c]\ [T_m\ T_a + T_a\ T_c + (1 + k_a)\ T_m\ T_c] > (K\ T_c + 1)\ T_m\ T_a\ T_c \tag{28}$$

$$(K\ T_c + 1)\{[T_m + T_a + (1 + k_a)\ T_c][T_m\ T_a + T_a\ T_c + (1 + k_a)\ T_m\ T_c] - (K\ T_c + 1)\ T_m\ T_a\ T_c\} > K\ [T_m\ T_a + T_a\ T_c + (1 + k_a)\ T_m\ T_c]^2. \tag{29}$$

Fără a se crea posibilitatea variației coeficientului de amplificare K într-un domeniu infinit de mare, totuși, în cazul folosirii circuitelor de reacție, prin alegerea potrivită a constantei de timp T_a, coeficientul de amplificare K poate obține valori corespunzătoare pentru coeficientul de elasticitate c_a și pentru încărcarea maximă $M_{mmax} = M_{m2} - M_{m1}$ care să depășească de $5 \sim 10$ ori cuplul nominal M_n al unui motor, fără ca stabilitatea să se piardă. La aceste încercări mari, arborele electric nu poate funcționa decît perioade scurte de timp, din cauza încălzirii excesive a mașinilor.

După metoda arătată mai sus se pot analiza atît performanțele cît și stabilitatea arborelui electric, pentru orice tipuri de amplificatoare și circuite de corecție, dacă se cunosc funcțiile lor de transfer.

5. Instalația electrică a arborelui electric cu mașini de curent continuu și rezultatele experimentale

Pentru verificarea principiului noului tip de arbore electric s-a folosit o instalație de laborator în care motoarele arborelui sînt mașini de curent continuu cu excitație separată de tipul CE 41 N fabricate de Uzina de Mașini Electrice București caracterizate prin următorii parametri : $P_n = 3{,}5$ kW ; $u_n = 220$ V ; $i_n = 19{,}75$ A ; $n_n = 3.000$ rot/min ; $k_m = 1{,}78$ rad/Vs și $T_m = 0{,}546$ s. Unghiul de decalaj între rotoare se măsoară cu ajutorul unui traductor unghiular rezistiv a cărui tensiune de alimentare se poate modifica cu ajutorul rezistenței potențiometrice, putîndu-se obține coeficientul de amplificare dorit k_t [V/rad]. Amplificatoarele A_1 și A_2, care alimentează motoarele M_1 și M_2 sînt amplidine de tipul EMU 12 A cu următorii parametri : $P_n = 1{,}2$ kW ; $u_n = 115$ V ; $i_n = 10{,}4$ A ; $n_n = 2900$ rot/min ; $r_{ia} = 0{,}5\ \Omega$; $r_{acom} = 1.030\ \Omega$; $k_a = 17{,}9$ și $T_q = T_a = 0{,}09$ s. Înfășurările de comandă 1 IC_1 și 2 IC_1, legate în serie, sînt alimentate cu tensiune constantă u_o de la rezistența potențiometrică R_p. Această tensiune determină turațiile egale de mers în gol ale mașinilor arborelui, fluxurile magnetice produse de înfășurările de comandă 1 IC_1 și 2 IC_1 fiind egale și de același sens. Înfășurările de comandă 1 IC_2 și 2 IC_2, legate de asemenea în serie, dar în sens invers, sînt alimentate de la ieșirea traductorului unghiular TU, prin intermediul unei rezistențe serie, în acest caz, de cinci ori mai mare ca rezistența de comandă a amplidinei. Această rezistență, reprezentată în figura 7, are rolul de a micșora practic pînă

la zero constanta de timp a circuitului de comandă.

Întrucît fluxurile magnetice produse de înfășurările de comandă 1 IC_2 și 2 IC_2 sînt de sensuri contrarii, tensiunile produse de cele

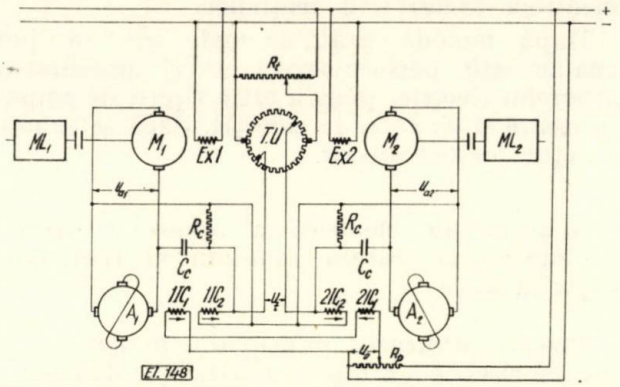


Fig. 7. Schema arborelui electric cu mașini de curent continuu comandat pe indus.

două amplidine vor diferi cu atît mai mult, cu cît unghiul de decalaj între rotoarele arborelui și implicit diferența cuplurilor rezistente sînt mai mari.

Aceste tensiuni de alimentare u_{a1} și u_{a2}, de valori diferite, produc caracteristici mecanice diferite (fig. 5) permițînd încărcări diferite la aceeași turație.

Pentru încărcare s-au folosit, ca mașini de lucru ML, motoare asincrone în regim de frînare dinamică.

În cazul sistemului necorectat coeficientul de amplificare limită K_{lim} care determină limita de stabilitate. Valorii limită $K_{\text{lim}} = 12{,}65\ s^{-1}$, obținută prin calcul, îi corespunde $K_{\text{tlim}} = 0{,}4$ V/rad față de 0,37 obținută experimental la această instalație.

La adăugarea circuitelor de diferențiere cu $T_c = 1s$ ($R_c = 2M\ \Omega$ și $C_c = 0{,}5\ \mu F$) valoarea limită se poate mări la $K_{\text{lim}} = 95\ s^{-1}$, iar coeficientul de elasticitate c_{ar} crește de la 7,07 la 55,2 Nm/rad. Folosind circuitele de corecție, acest coeficient de elasticitate poate fi mărit și mai mult.

Coeficientul de elasticitate c_{ar} se poate alege oricît de mare, arborele funcționînd stabil, dacă se folosesc amplificatoare sau amplificatoare-redresoare statice, fără inerție.

Pentru instalațiile industriale sînt necesare traductoare unghiulare simple fără contacte alunecătoare.

Cu capacitate de încărcare redusă, în mod analog se poate realiza și arborele electric cu mașini de curent continuu cu comandă pe excitație.

6. Concluzii

Din compararea arborelui electric cu mașini de curent continuu cu cel cu motoare asincrone cu rotoarele bobinate, se obțin o serie de particularități, din care se desprind avantajele și dezavantajele acestui nou tip de arbore.

Dintre avantaje trebuie remarcate următoarele:

— utilizarea numai a două mașini electrice care pot fi de puteri diferite;

— creșterea capacității de încărcare, teoretic la valori nelimitate;

— lipsa circuitelor de forță între rotoarele mașinilor, datorită inexistenței fluxului de putere între rotoare;

— randamente mari, atît față de arborele cu mașini auxiliare cît și fără acestea;

— realizarea arborelui cu distanțe mari între cele două grupe de mașini în cazul folosirii traductorului unghiular fără contacte alunecătoare, legăturile electrice între cele două grupe fiind determinate de curenți mici;

— modificarea simplă a turației arborelui prin metode tipice mașinilor de curent continuu;

— funcționare stabilă corespunzătoare întregului domeniu de variație a turației.

Dintre dezavantaje, cele mai importante sînt:

— utilizarea motoarelor de curent continuu, care sînt mașini mai pretențioase;

— necesitatea sursei speciale de alimentare, de curent continuu sau a unui redresor comandat;

— necesitatea traductoarelor unghiulare, formate din două elemente componente fixate pe cele două părți ale arborelui;

— investiții și cheltuieli de exploatare mai ridicate.

Bibliografie

[1] *Ungruh, F.* și *Jordan, H.* Gleichlaufschaltungen von Asynchronmotoren, Braunschweig, Verlag R. Vieweg, 1964.

[2] *Ungruh, F.* Die Stabilität elektrischen Ausgleichswellen bei Speisung mit Drehstrom, Wechselstrom und Gleichstrom. Diss. T. H. Hannover, 1959.

[3] *Marga, G.* Contribuții la studiul stabilității statice și dinamice a arborelui electric. Dizertație. Timișoara, 1968.

[4] *Marga, G.* Ipoteze simplificatoare privind studiul comportării dinamice a arborelui electric. In: Electrotehnica 18, nr. 11, 1970, pag. 424–431.

[5] *Solodovnikov, V. V.* Teoria avtomaticeskovo regulirovania Vol. 1. Moscova, Izdatelstvo Mașinostroenie, 1967.

[6] *Krasovskii, A. A.* și *Pospelov, G.S.* Osnovî avtomatiki i tehniceskoi kibernetiki. Moskva, Gosenergoizdat, 1962.

Intrat în redacție la 5.I.1971

INVENŢII

Generator sincron de putere mică şi mijlocie

Construcţia generatoarelor şi motoarelor sincrone de putere mică şi mijlocie (3—200 kVA), prezintă unele aspecte specifice distincte de cele care stau la baza fabricaţiei de generatoare sincrone mai mari.

Cerinţa mare de astfel de generatoare impune o reducere cît mai mare la posibilităţile tehnologice ale uzinei producătoare. O unificare cît mai avansată cu seriile de motoare asincrone normale este de asemenea aproape indispensabilă.

Pe aceste baze Uzina de Maşini Electrice Bucureşti (U.M.E.B.) şi-a dezvoltat noua serie de generatoare sincrone de putere mică şi mijlocie. Aceste generatoare sînt protejate de două brevete :

— brevetul românesc nr. 49880 cu titlul „*Procedeu constructiv pentru reducerea pierderilor în polii maşinilor sincrone*", autori ing. Creţa Vasile şi dr. ing. Răduţi Constantin;

— brevetul românesc nr. 49553 cu titlul „*Procedeu constructiv pentru reducerea pierderilor în polii maşinilor sincrone şi pentru înlocuirea bobinajelor de amortizare*", autor ing. V. Bunea.

Ceea ce caracterizează generatorul sincron fabricat de U.M.E.B. pe baza brevetelor de mai sus este construcţia rotorului, care este adecvat specificului generatoarelor de putere mică şi mijlocie, care precum se ştie au în general un întrefier mic. Un întrefier mic însă, favorizează o creştere substanţială a pierderilor suplimentare în tălpile polare, ceea ce duce atît la o încălzire masivă a rotorului cît şi o scădere a randamentului. Din acest motiv la asemenea generatoare este foarte indicat ca tălpile polare să fie confecţionate din tole, lucru care de altfel este practicat în general de mulţi constructori. Acest sistem însă aduce o serie de complicaţii constructive, care scumpesc în mod sensibil generatorul.

Ţinînd cont de faptul că construcţia rotorului trebuie să permită confecţionarea bobinelor polare în afară, şi montarea lor sub presiune pe rotor, unii constructori au adoptat o soluţie de executare a polului în întregime din tole aşa cu se arată în figurile 1 şi 2.

În figura 1 tolele sînt solidarizate între ele prin buloane *2*, iar polul astfel asamblat este prins de butucul *3* cu ajutorul buloanelor *4* cu cap hexagonal *5* şi al piesei masive *6*. Această piesă masivă asigură o repartiţie uniformă a presiunii spre butuc pentru fiecare tolă în parte, iar filetul este practicat în material plin, respectiv în piesa masivă *6*. Butucul este executat sub formă de coroană *3*, astfel încît capul *5* al bulonului *4* se poate aşeza în interiorul acestei coroane.

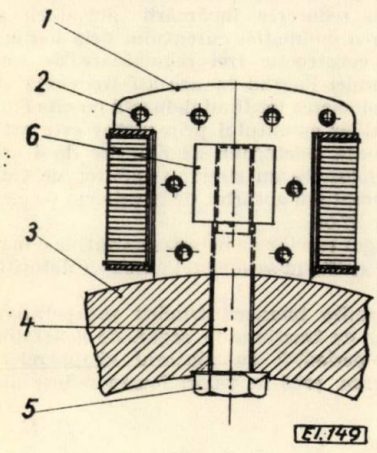


Fig. 1

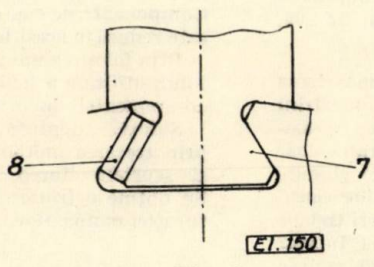


Fig. 2

Acest sistem are dezavantajul că nu poate fi folosit la maşinile sincrone mai mici, deoarece din lipsă de spaţiu acestora nu li se poate amenaja o coroană *4* similară celei din figura 1.

În figura 2 se arată o variantă a procedeului din figura 1 caracterizată prin aceea că nu mai necesită buloanele *3* şi piesa *6* astfel încît se poate folosi şi la maşinile mai mici.

În procedeul conform figurii 2 tolele polului *1* sînt introduse în butucul *3* prin cozi de rîndunică *7*. Prinderea polului pe butuc este asigurată prin pene duble *8*. Şi acest procedeu are dezavantajul că coada de rîndunică necesită spaţiu de care în general nu se dispune la maşinile mici, mai ales atunci cînd se doreşte a se obţine un gabarit şi o greutate mică.

O caracteristică comună a procedeelor descrise mai sus şi reprezentate în figurile 1 şi 2 este faptul că butucul este masiv iar polul în întregime este din tole. Există o serie de sisteme în care numai talpa polului este din tole, în timp ce tot restul butucului şi miezul polului este masiv. Acest lucru reprezintă un mare inconvenient în foarte multe cazuri, deoarece prelucrarea unui butuc masiv necesită maşini unelte prelucrătoare şi manoperă multă şi specializată ceea ce nu permite o confecţionare de serie mare aşa cum se impune la generatoare de putere mică sau medie.

Generatorul făcînd obiectul brevetului 49880 înlătură dezavantajele sistemelor cunoscute descrise mai sus prin aceea că atît talpa polului cît şi miezul polului împreună cu butucul sînt executate din tole, strîngerea tălpilor de miez făcîndu-se prin două pene masive îngropate una în miezul polului şi cealaltă în talpa polară aşa cum se vede în figura 3 care reprezintă o secţiune transversală prin rotorul unui generator cu patru poli, potrivit invenţiei. Pentru simplicitate, în figura 3, s-a detailat numai unul din poli. Potrivit invenţiei şi conform figurii 3, tolele *9*, care formează talpa polului precum şi tolele *10* care formează butucul se împachetează separat solidarizîndu-se tot separat obişnuit prin buloane. Pentru mai multă claritate aceste buloane nu sînt reprezentate în figura 3. Solidarizarea între pachetul de tole formînd talpa polului şi pachetul formînd butucul şi miezul se face prin buloanele *11* obişnuit cu cap hexagonal. Acest cap pătrunde în gaura *12* sub nivelul diametrului exterior al rotorului. Strîngerea tălpii *9* de miezul *10* se face prin intermediul penelor *13* şi *14*, din care pana *13* este îngropată în talpa polului, iar cealaltă *14* în miezul polului. Sistemul constructiv reiese de altfel clar din figura 3.

Brevetul românesc 49553 completează sistemul descris mai sus printr-un original bobinaj de amortizare. Se ştie de altfel, că un rotor de motor sincron fie că este în întregime confecţionat din tole, fie chiar numai cu talpa polului din tole nu are moment de pornire, sau mai bine zis are un moment de pornire neînsemnat. Ori plasarea unui bobinaj de amortizare convenţional, format din bare de cupru sau alamă nu ar fi fost posibilă din lipsă de loc. Potrivit invenţiei 49553, bobinajul de amortizare este înlocuit din cîteva cordoane de sudură plasate la exteriorul tălpii polare. În afară de rolul de bobinaj de amortizare, aceste cordoane duc şi la o consolidare bună a tălpii polare.

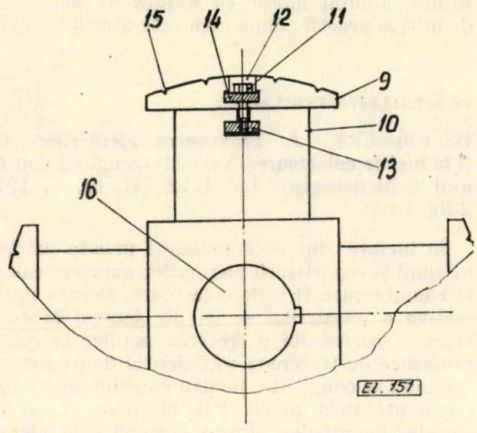


Fig. 3

Pentru a evita ca cordoanele de sudură să fie sediul unor pierderi suplimentare ale armonicilor dentare ale statorului ele trebuiesc plasate puţin sub nivelul diametrului exterior al rotorului.

În figura 3 cordoanele de sudură s-au notat cu *15* și se vede că ele se găsesc situate sub suprafața exterioară a polului. În această figură s-au prevăzut 4 cordoane de sudură așezate simetric față de axa polului. Evident numărul cordoanelor de sudură nu este limitat. Prin *16*, în figura 3, s-a notat axul generatorului.

Este interesant de observat că în cazul brevetului, închiderea curenților de amortizare nu se face numai pe la capătul pachetului de tole ci chiar prin tole. Experiențele efectuate au arătat că momentele de amortizare, ca de altfel și momentul de pornire sînt deosebit de mari.

Datorită sistemului constructiv combinat dintre brevetele 49880 și 49553 s-a reușit să se obțină, de exemplu, la un generator de 125 kW, dimensiuni de gabarit și o greutate de numai 660 kgr care la ora actuală se situează printre cele mai mici din lume.

Sistemul a intrat în fabricație curentă la Uzina de Mașini Electrice București și se aplică cu succes la generatoarele de 38, 50, 80, 125, 150 kVA ducînd la realizarea de importante economii și la o productivitate a muncii sporită.

Ing. *V. Bunea*

REFERATE

CZ 621.313 *Mașini electrice*

CZ 621.313.33 – 531.6.072.1

Bird, M. B. — **Scheme pentru controlul vitezei motoarelor de inducție utilizînd variația tensiunii de alimentare a statorului și înfășurării ce permit schimbarea numărului de poli** (Induction motor speed — control schemes employing stator-voltage variation and pole- change windings). În : Proc. IEE, vol. **118**, nr. 3/4, martie/aprilie 1971, p. 537—542, 11 fig.

Pentru sistemele de control a vitezei motoarelor de inducție prin variația tensiunii de alimentare a statorului, o creștere importantă a domeniului de viteze poate fi obținut prin înlocuirea motorului cu o singură viteză cu un motor cu două viteze.

Cînd se utilizează un motor cu număr de poli variabil este necesară o anumită modificare a schemei electronice de comandă și folosirea unui comutator acționat cu motor sau a unui număr sporit de tiristoare.

Pentru simplificarea ecuațiilor pot fi neglijate pierderile în stator și ventilația redusă la viteze mici, dar se poate ține seama de acești factori la proiectarea schemei, în ansamblu. Încercările efectuate pe un motor avînd 4/6 poli au arătat o corespondență destul de apropiată între temperatura reală a înfășurării statorului și factorul de disipare al rotorului, dedus cu ecuațiile simplificate, determinate ca mai sus. Pentru a justifica creșterea costului unei scheme de control a vitezei ce folosește motor cu număr variabil de poli, față de una cu motor cu o singură viteză, de același gabarit, domeniul de viteze obținut printr-o astfel de substituire trebuie să fie considerabil mărit. Schemele în care o reducere a factorului cuplului de sarcină cu cîteva procente ar putea duce la un domeniu de reglaj al vitezei egal cu cel obținut prin utilizarea unui motor cu număr de poli variabili, nu sînt de interes practic, după cum este ușor de demonstrat.

T. C.

CZ 621.313.047.2/3 : 621.3.017.2

Burmster, J. **Producerea pierderilor la comutatoare și la inelele colectoare**. (Verlusterzeugung von Kommutatoren und Schleifringen). În : ETZ—B, nr. 5, 1971, p. 92—94, 2 fig, 1 tab.

În lucrare sînt date indicații precise privind cunoașterea mărimii și repartizării pierderilor necesare calculului încălzirii la comutatoare și inele colectoare. Pentru aprecierea aproximativă a pierderilor se iau în general în considerație doar trecerea curentului și frecarea periilor la contactele glisante tensiunea de trecere și coeficientul de frecare a periilor considerîndu-se constante. Pentru calculul acestor pierderi trebuie cunoscute însă precis atît mărimea cît și poziția tuturor surselor de pierderi. Într-o schemă echivalentă sînt arătate toate elementele de pe parcursul curentului electric, de la conducta (legătura) exterioară, peste comutator sau inel colector pînă la bobinajul mașinii. Se arată de ce această schemă este mult simplificată față de realitate, ea presupunînd de exemplu o densitate uniformă a curentului pe toată secțiunea periei de cărbune. Se introduce expresia „patina", spațiul dintre perie și comutator, care se compune din oxizi metalici, praf de cărbune și reziduri de ardere. Se explică cum rezistența de contact urmează legile semiconductoarelor.

Trecîndu-se la pierderile produse de frecarea mecanică, se arată că μ (coeficientul de frecare) nu este constant ci depinde de viteza de rotire și de temperatură. După un anumit grad de uzură a periilor „patina" (care conține și gaze) devine un bun unguent. Apoi prin trecerea curentului oxidul de cupru de pe comutator se transformă la suprafață în cupru (fenomenul „ungerii cu curent"). Se arată apoi că în gazele dintre suprafețele de contact se produc pierderi de frecare a gazelor, care se manifestă prin căldură („căldură de disipare") și sînt neglijabile la viteze reduse de rotație, dar care la viteze mai mari de 40 m/s ele se adună la celelalte pierderi „conservative". Urmează amănunte privind calculul pierderilor de frecare a gazelor cu ajutorul coeficientului lui Reynold și în funcție de viteza de rotație, de diametrul comutatorului etc.

În încheiere sînt adunate pierderile tratate mai sus, arătîndu-se că în anumite cazuri devin necesare ventilații speciale ale comutatoarelor.

Gh. C.

CZ 621.333 – 531.6.072.3 : 621.3.024.2

Fetter, F. **Progrese făcute în comanda prin pulsuri a motoarelor de tracțiune în curent continuu** (Fortschritte bei der Pulssteuerung von gleichstromfahrmstoren În : Electrie **25**, nr. 6, 1971, p. 223—225.

Se prezintă realizări recente ale electronicii de putere în domeniul comenzii prin pulsuri a turației motoarelor de tracțiune în curent continuu. Se dau schemele folosite la troleibuzul Skoda (250 kW) și cel BBC (100 kW), la tramvaiul CKD Praga (300 V; 4 × 44 kW, 400 Hz) precum și la automotorul AEI de 1500 V și cel ACEC (3000 V; 400 A).

Prezintă interes deosebit soluția polifazată adoptată de firma Mitsubshi pentru reducerea încărcării pulsatorii a rețelei de c.c. și reducerea ondulației curentului prin motor. Se folosesc în această construcție trei regulatoare de c.c. (choppere) legate în paralel lucrînd în aceeași frecvență și durată T a pulsurilor, amorsarea lor fiind defazată cu cîte $T/3$.

Amplitudinea ondulațiilor curentului prin motor este astfel redusă de 9 ori și masa reactorului de netezire de 4 ori față de construcția ce folosește un singur regulator de c.c. Componenta de c.a. a curentului absorbit de la rețeaua de c.c. este redusă în acest fel de 27 ori.

Prin folosirea unui singur reactor de netezire se obține o mai bună utilizare a fierului evitîndu-se magnetizarea sa datorită componentei de c.c.

Soluția adoptată permite folosirea frînării recuperative prin trecerea motoarelor de tracțiune în regim de generator și scurtcircuitarea lor periodică cu ajutorul chopperelor. Se obține o frînare eficace pînă la valori foarte reduse ale turației motoarelor.

O. L.

CZ 6-1.314 *Transformatoare, Redresoare Comutatoare*

CZ 621.314.57.016.25

Lange, G. **Mutatoare cu comutație forțată pentru compensarea și producerea energiei reactive** (Blindstromsparende bzw. blindstromerzeugende Stromrichterschaltungen auf der grundlage der zwangskommutierung). În : Electrie 25, 1971, nr. 8 p. 282 — 284.

O dată cu folosirea pe scară largă a mutatoarelor de mare putere apar și reacții nedorite asupra rețelei de alimentare — cum ar fi șocurile de energie reactivă provocate de alimentarea prin mutatoare a instalațiilor reversibile de acționare.

La mutatoarele cu comutație naturală se pot lua unele măsuri pentru reducerea energiei reactive absorbite (baterii de condensatoare, limitarea domeniului de reglaj prin control da fază, comanda asimetrică a tiristoarelor, folosirea diodelor cu regim de funcționare în roată liberă, comanda secvențială).

Doar folosirea comutației forțate permite însă rezolvarea problemei prin reglarea separată a puterii și a factorului de putere.

În articol se analizează trei variante de mutatoare cu comutație forțată ce permit compensarea respectiv producerea energiei reactive. Prima variantă folosește controlul de fază, obținîndu-se prin comutație forțată defazarea reglabilă a curentului în avans față de tensiune. Varianta a 2-a caută compensarea energiei reactive formînd tensiunea redresată prin pulsuri sincrone cu rețeaua, caz în care factorul de putere este practic egal cu unitatea. Ultima variantă prezintă un invertor autocontrolat ce funcționează ca sursă reglabilă de energie reactivă ($\cos \varphi \simeq 0$).

Se compară variantele din punctul de vedere a necesarului de elemente redresoare și a circuitelor de comutație.

În timp ce bateriile de condensatoare, comutate prin contactoare, apar adecvate doar pentru compensarea variațiilor lente de energie reactivă, marginile sincrone pot fi folosite pentru compensarea mutatoarelor cu comutație naturală comandate cu control de fază. Doar pentru instalații de acționare de înaltă dinamicitate viteza lor de compensare devine insuficientă și este necesar să se apeleze la surse de energie reactivă cu comutație forțată de natura celei prezentate în varianta a 3-a ce prezintă un timp de reglaj de ordinul perioadei rețelei.

La prețul și performanțele actuale ale tiristoarelor, mutatorul cu comutație forțată nu poate concura, ca sursă de energie reactivă, metodele convenționale. Creșterea tensiunii blocate și scăderea timpului de deionizare și a prețului ar permite folosirea economică a mutatoarelor cu comutație forțată folosite ca surse de energie reactivă chiar și în rețelele de înaltă tensiune.

O. L.

CZ 621.315 *Transmisia energiei electrice*

CZ 621.315.1.027.3/8

Gregoire, Ch. **Introducere în studiul transportului energiei în tensiune înaltă continuă** (Introduction à l'étude du transport d'énergie à haute tension continue) În : Bull. de la Société Royale Belge des électriciens **87**, nr. 3, 1971, p. 212—218, 10 fig.

Dezvoltarea ventilelor cu vapori de mercur a permis ca, în ultimele decenii să se reconsidere utilizarea curentului continuu pentru transportul energiei la mare distanță. Evoluția acestei noi tehnici se caracterizează printr-o creștere enormă a puterii transportate și o scurtare a termenului de realizare a proiectelor de importanță majoră. Pacific Inerție (USA), 1440 MW, ± 400 kV la 1330 km dată în exploatare în 1970, va fi în curînd depășită ca putere transmisă de linia Cabora-Bassa (Africa), 2000 MW, ± 533 kV, la 1360 km și de legătura de 6000 MW, ± 750 kV la 3000 km prevăzute să intre în funcțiune în 1980 în URSS.

În lucrare se examinează proprietățile specifice legăturii în c.c., problemele legate de reglarea curentului și a unghiului minim de stingere a ventilelor precum și rolul favorabil pe care îl joacă legăturile în c.c. în caz de scurtcircuit în rețelele cuplate de c.a.

Primele ventile cu tiristoare în transportul energiei în c.c. au fost date în exploatare în 1970. În prezent acestea nu sînt încă competitive din punct de vedere strict economic folosind tiristoare de 400 A și 2,5 kV. Numărul mare de tiristoare legate în serie (192 pentru o tensiune de 125 kV în realizarea SAKUMA II — Japonia) pune probleme deosebite în ceea ce privește amorsarea tiristoarelor și repartiția tensiunii inverse. Îmbunătățirea performanțelor tiristoarelor și în special reducerea prețului lor de cost, vor accelera tendința actuală de introducerea ventilelor cu tiristoare în locul celor cu vapori de mercur și în transportul energiei în c.c.

O. L.

C.Z. 621.316 *Distribuirea energiei electrice*

CZ 621.316.722.1.025 : 621.3.038.22

* * * **Un nou stabilizator de tensiune pentru alimentarea receptoarelor sensibile de curent alternativ** (Novel voltage stabiliser for sensitive a.c. equipment. În : Electrical Review, vol. **188**, nr. 25, iunie 1971, p. 827—829. 7 fig.

Problema alimentării receptoarelor sensibile de curent alternativ, de la surse a căror formă de undă a tensiunii este imperfectă, pare să-și fi găsit soluționarea printr-un dispozitiv electromagnetic dezvoltat și patentat în ultimul timp.

Transformatorul de undă sinusoidală, cum este numit noul dispozitiv, funcționează atît ca filtru pentru înlăturarea armonicelor cît și ca stabilizator. Aparatul este în principiu, un transformator al cărui secundar este legat în paralel cu un condensator. Dacă în primar se aplică o tensiune alternativă deformată, în secundar se obține, practic, o undă sinusoidală. Caracteristicile obținute se bazează pe funcționarea circuitului magnetic în domeniul neliniar. Prin dimensionarea părților componente se poate obține frecvența de trecere dorită. Ca stabilizator, aparatul asigură tensiunea stabilită cu o toleranță de ±1%, atunci cînd tensiunea de alimentare variază în limitele ±10%. Rezistențele ohmice ale înfășurărilor determină anumite căderi de tensiune, la trecerea de la gol la sarcină, dar aceste variații se păstrează în limitele de ±1%. Spre deosebire de transformatorul convențional, aparatul descris nu are nevoie de protecție. Cînd curentul secundar depășește 1,25 ori curentul nominal, aparatul se deconectează automat, tensiunea secundară scăzînd la un nivel foarte coborît. În condiții de scurtcircuit curentul este limitat la aproximativ 25—50% din curentul nominal. Aparatul poate fi utilizat și într-un sistem trifazat cu nul. Comportarea fază — nul este ca în monofazat. Între faze pot să apară unele deplasări ale vectorilor tensiunilor datorită sarcinilor diferite pe fiecare fază în parte. Randamentul la sarcină nominală depinde de caracteristicile sarcinii și variază între 75 și 85%.

T. C.

CZ 621.316.57.064.22 : 621.314.63

* * * **Intreruptoarele statice de limitare a curentului redus durata avariei la zero** (Static current-limit breakers cut fault clearance to zero). În : Electrical Review, vol. **188**, nr. 25, iunie 1971, p. 832.

Principiul întreruptorului cu tiristoare pentru limitarea curentului, este binecunoscut, dar cercetările efectuate și rezultatele obținute permit ca în prezent duratele de detectare și înlăturare a defectului să fie reduse practic la zero. Întreruptorul static blochează curentul de avarie imediat ce a fost detectat, cu mult înainte de a atinge valoarea maximă posibilă. Firma GEC (S.U.A.) a introdus în exploatare 63 de astfel de întreruptoare, atît în rețele de joasă cît și de medie tensiune. Dintre acestea, 43 de aparate trifazate, de 240 V, 700 A sînt folosite în schemele de alimentare ale unor mari instalații de calculatoare. Procesul de întrerupere are loc într-o miime de secundă, timp în care tensiunea nu variază cu mai mult de 10%. Au fost realizate, de asemenea întreruptoare de 1 600 A, 600 V, care realizează întreruperea într-o jumătate de perioadă, la prima trecere a curentului prin zero. Un alt întreruptor, avînd curent nominal de 10 000 A, la 3 kV, 60 Hz, are o capacitate de rupere simetrică de 100 000 A curent eficace, ceea ce echivalează cu un întreruptor de 5 kV avînd o putere de rupere de 900 MVA. Cercetările efectuate permit să se creadă că întreruptorul static avînd tensiuni între 4 și 15 kV va putea fi utilizat atît în seviciile auxiliare ale centralelor cît și în marile substații de distribuție. Aplicarea noului tip de întreruptor va permite creșterea importantă a capacității de transport a circuitelor de putere.

Tehnic sînt realizabile întreruptoare statice pentru 138 kV, 230 kV și 345 kV, dar aplicarea lor trebuie să țină seama de

faptul că costul acestor aparate este de cinci pînă la zece ori costul unui întreruptor convenţional echivalent. Sînt totuşi domenii în care utilizarea unor astfel de întreruptoare nu va putea fi evitată.

T. C.

CZ 621.316.57.064.3 : 533.5

Reece, P. M. — **Perspective bune pentru întreruptoarele în vacuum** (Good prospects for vacuum interrupters în: circuit-breakers). În: Electrical Review, vol. **188** nr. 25, iunie 1971, p. 15—16, 2 fig.

Întreruptoarele în vid au durată de viaţă lungă, fiind capabile să întrerupă de cîteva sute de ori curenţi de scurtcircuit şi de mii de ori curentul nominal. Din motivele arătate aceste întreruptoare nu necesită, practic, întreţinere, întrerup foarte rapid, practic la prima trecere a curentului prin zero; sînt silenţioase, nu au nevoie de alimentare cu ulei, aer comprimat sau gaz, cursa contactelor este scurtă, ceea ce necesită mecanisme de volum mic. Întreruptoarele în vid nu sînt inflamabile şi în cazul în care nu reuşesc să întrerupă arcul, nu explodează. Sistemul de contacte constă dintr-o carcasă izolantă vidată, în care se află cele două contacte înconjurate de un ecran tubular. Ecranul împiedică condensarea vaporilor de metal pe interiorul carcasei. Un burduf din oţel inoxidabil permite unuia dintre contacte să se deplaseze.

În timpul fabricaţiei toate metalele trebuie să fie cu scrupulozitate degazate iar montajul se face în condiţii de igienă superioare celor din sălile de operaţii.

În prezent întreruptoarele în vid sînt fabricate de şase firme din S.U.A., şase japoneze şi două engleze. Preţul întreruptorului în vid este încă relativ ridicat dar se crede că va deveni foarte curînd competitiv cu al celorlalte tipuri uzuale de întreruptoare.

Întreruptorul cel mai frecvent utilizat este cel de 12 kA avînd tensiuni pînă la 15,5 kV. Se realizează în prezent sisteme de contacte în vid pentru 26 kA şi 24 kV atît în S.U.A. cît şi în Japonia. În Anglia sînt în fabricaţie curentă sisteme de contacte în vid de 6 kA la 11 kV şi 22 kA la 16,5 kV. În cursul anului 1971 în Anglia vor mai fi lansate trei noi tipuri de întreruptoare în vid cu tensiuni pînă la 15,5 kV avînd curenţi de 13 kA, 16 kA şi 26 kA, curenţii nominali corespunzători fiind de 1 250 A, 1 600 A şi 2 500 A.

T.C.

CZ. 643.336 + 648.2/5 — 78

Voss, M. **Siguranţa contra incendiilor a aparatelor casnice** (Brandsicherheit elektrischer Haunsgeräte) Din: ETZ — B nr. 5, 1971, p. 89—91, 3 fotografii.

Autorul relatează despre producerea incendiilor de către aparatele electro-casnice în legătură cu prescripţiile şi încercările VDE în acest domeniu.

Se arată că o mare parte a incendiilor nu sînt provocate de construcţia necorespunzătoare ci de utilizarea greşită a acestor aparate. Există două categorii de provocare a incendiilor: cazuri, în care un aparat fără vreun defect incendiază mediul înconjurător şi cazuri în care un aparat, datorită unei defecţiuni, se aprinde, incendiind astfel şi mediul înconjurător. Relativ la prima categorie, VDE prevede condiţii precise privind utilizarea aparatelor (temperatura mediului ambiant, exploatare corectă etc). În privinţa categoriei a doua de provocare a incendiilor, VDE de asemenea conţine modalităţile de „autosiguranţă" a aparatelor, cum ar fi regulatoarele de temperatură, intercalarea de aliaje fuzibile, condiţiile puse materialelor izolante ş.a.m.d.

Însă chiar respectîndu-se prescripţiile VDE, au intervenit în ultimul timp numeroase incendii în special la aparatele, care în mod normal lucrează fără o permanentă supraveghere (frigidere, maşini de spălat rufe etc.).

Astfel este descrisă în amănunt experienţa (pînă la provocarea incendiului) cu o maşină automată de spălat rufe. Experienţa, care a durat 16 săptămîni, a fost realizată în condiţii normale de temperatură şi umiditate ale spaţiului ambiant. S-au introdus însă cu 50% mai multe chimicale prevăzute pentru producerea leşiei. Sînt arătate diferitele faze ale experienţei pînă la producerea incendiului. Astfel după 10 săptămîni au apărut curenţi de dispersiune la întreruptorul principal, urmaţi de o conturnare. Înlocuindu-se întreruptorul şi continuîndu-se experienţa, după 13 săptămîni s-a aprins bobinajul pompei de leşie. Ca urmare a unor astfel de experienţe s-au introdus completări în privinţa prescripţiunilor VDE, pentru diferitele aparate electro-casnice (materialele izolante sintetice etc.). Rezultatele cercetărilor de la VDE şi-au găsit confirmarea şi la CEE, unde de asemenea se vor completa prescripţiile în consecinţă.

Gh. C.

SCURTE ŞTIRI

Aparate de sudură cu radiaţie electronică — aparate deosebit de puternice cu ajutorul cărora actualmente se pot combina prin sudură în adîncime elemente destul de complicate. Se poate suda aluminiu cu o grosime de 125 mm pentru motoare, duze din cupru pentru oxigen şi table de oţel inoxidabil de 115 mm, pentru rezervoare sub presiune, la care se obţine un avans de lucru de 250 mm/min.

Din: ETZ — B — nr. 20, 1971

Indicatorul personal (care identifică orice persoană) este un număr cu 12 cifre şi se introduce, începînd cu anul 1972, în reg'unea Frankfurt a.M. care cuprinde circa 2 milioane de persoane. Costul instalaţiei de centralizare „Datenbank" se evaluează la circa 2,5 milioane mărci.

Din: ETZ — B, nr. 21, 1971

Cel mai productiv zăcămînt de uraniu din lume se găseşte la Nabarlek în nordul Australiei. Conţinutul mediu este de 245 kg oxid de uraniu pe tonă.

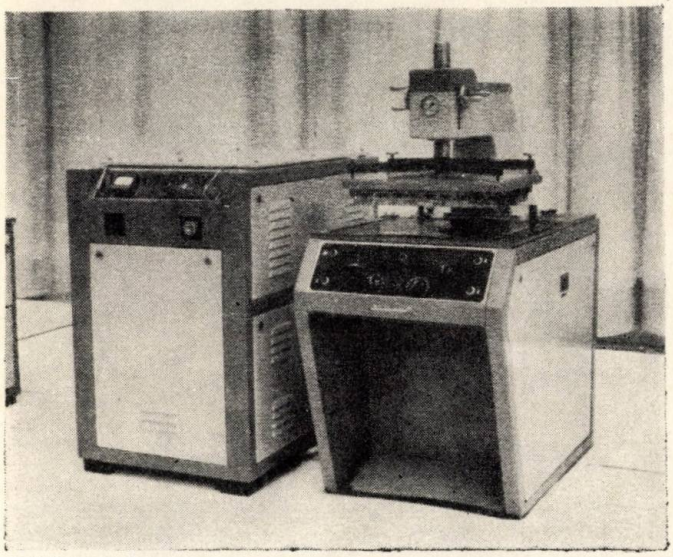
Din: ETZ — B, nr. 21, 1971

Cu ajutorul laserului un nou sistem din S.U.A. urmăreşte avioanele pînă la înălţimi de 18 km. O rază slabă infraroşie de laser se fixează pe o oglindă a avionului. Apoi, cu 100 de măsurători pe secundă, sistemul arată în permanenţă pe cale digitală unghiurile de azimut şi de elevaţie precum şi înălţimea şi viteza avionului.

Din: ETZ — B, nr. 21, 1971

Electroimpex

Elektroimpex GmbH — Bulgaria
SOFIA, G. WASHINGTON — STR. 17
Telefon 88-49-91
Telex : 575



PUBLICOM

Exportă :

1. Tuburi de înaltă frecvență și generatoare cu tiristoare pentru încălzire prin inducție — complete, cu dispozitive tehnologice pentru :
   — topire de metale și aliaje,
   — călire de suprafețe metalice și călire periferică,
   — încovoiere de țevi cu diametrul pînă la 300 mm.
2. Instalație completă de sudat materiale plastice. Generator cu tuburi cu prese electromagnetice și hidraulice cu o putere de 0,1 la 6 kW.
3. Generatoare de ultrasunete cu dispozitiv de curățire înaintea aplicării stratului metalic, de vopsea etc.

Abonaţi-vă

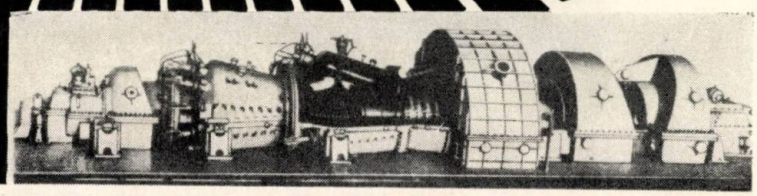
la revistele:

CONSTRUCŢIA DE MAŞINI

AUTOMATICA şi ELECTRONICA

ELECTROTEHNICA

ГТ*100*750*2



ENERGOMACHEXPORT

Inovaţii în domeniul construcţiei turbinelor cu gaze

„ENERGOMACHEXPORT" livrează pentru export o nouă instalaţie de turbină cu gaze GT-100, avînd o putere excepţională : 100 000 kW într-un singur grup.

Instalaţia este prevăzută pentru a corespunde vîrfurilor şi semivîrfurilor de sarcină.

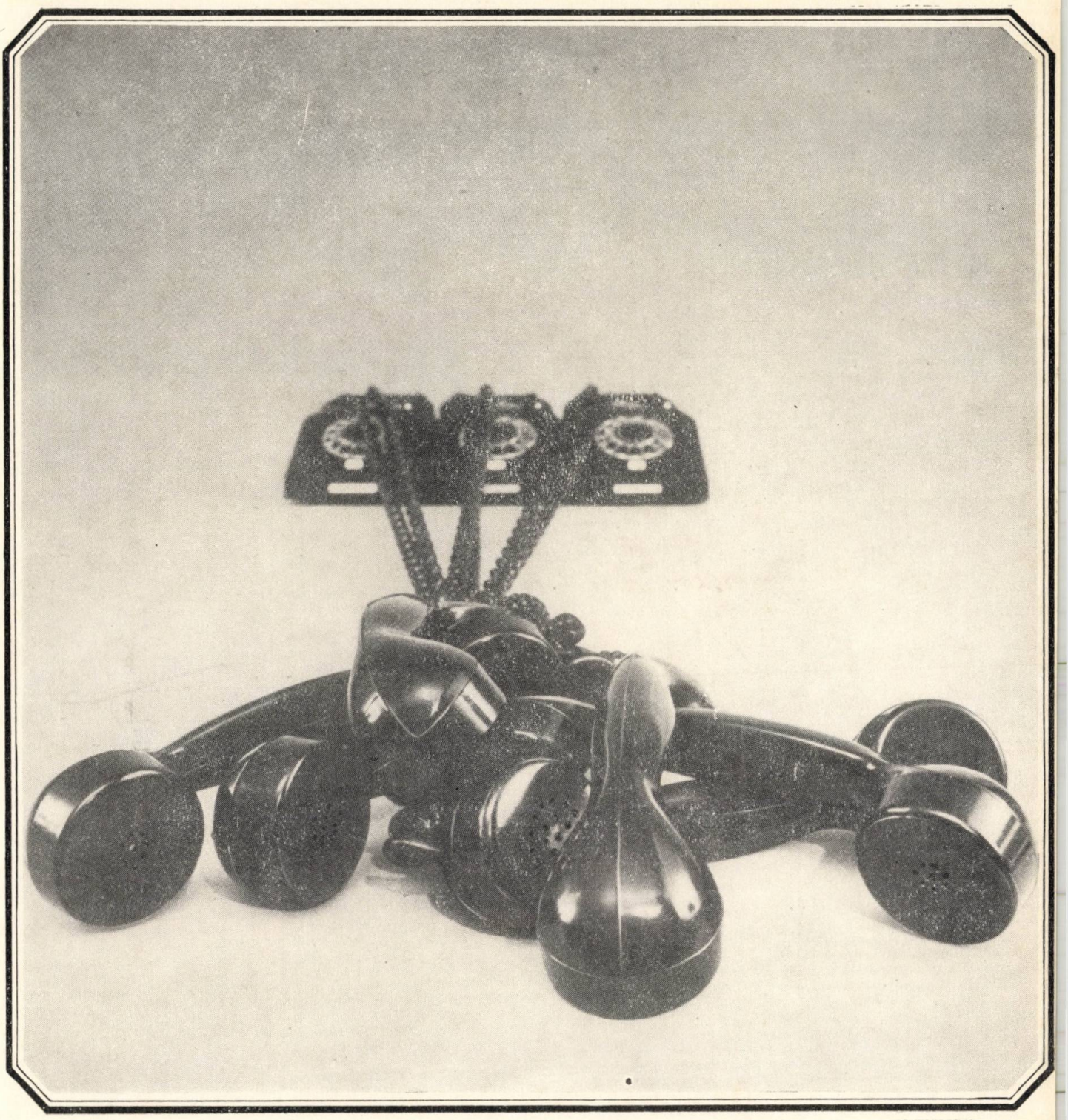
În această instalaţie sînt concentrate toate inovaţiile tehnicii mondiale în acest domeniu.

Avantajele ce le oferă sînt :

- o înlănţuire modernă a dispozitivelor, care asigură o trecere directă a gazelor şi un randament mare ;
- posibilitatea de pornire rapidă la rece ;
- o automatizare avansată ;
- o masă specifică mică ;
- camera de ardere universală, putînd utiliza combustibili de natură diferită ;
- preîncălzitor de încălzire industrială pentru utilizarea caloriilor gazelor de eşapament

Exportator : „ENERGOMACHEXPORT" str. Mosfilmovskaia, nr. 35, Moscova V-330 U.R.S.S.
Telex : 255

PUBLICOM



NUMEROASE DISCUȚII SÎNT ADESEA NECESARE,

pentru a perfecta un lucru. Mai bune însă se dovedesc tratativele directe.

Expozițiile noastre speciale organizate în străinătate și la Tîrgul de la Leipzig oferă multiple posibilități în acest sens. Noi vă putem prezenta în același timp și o selecție reprezentativă a instalațiilor și dispozitivelor de mare capacitate oferite de Elektrotechnik — Elektronik

Specialiști ai firmei și ai reprezentanței noastre de la București, Calea Dorobanților 14, telefon 31.69.30 vă vizitează cu plăcere în vederea consultării pentru rezolvarea problemelor de utilizare a instalațiilor.

Elektrotechnik

EXPORT-IMPORT

VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK

DDR 102 BERLIN·ALEXANDERPLATZ
HAUS DER ELEKTROINDUSTRIE

PUBLICOM

Semiconductor cu performanţe senzaţionale!

Acest cristal tiristor are:

un curent direct de regim nominal de 740 A
o tensiune de regim nominal inversă de 2000 V
un curent tranzitoriu direct nerepetitiv de 14000 A

Performanţă într-adevăr senzaţională! Tiristoarele şi diodele trebuie să fie cît mai bune posibil. Cu cît este mai mare puterea care poate fi transmisă de micul element de siliciu cu atît soluţiile tehnico-economice care pot fi obţinute, vor fi mai bune.
ASEA a fost totdeauna un pioner în domeniul aplicării semiconductoarelor în energetică şi a folosirii lor ca redresoare. Această ultimă contribuţie a firmei ASEA va duce probabil la o considerabilă dezvoltare a domeniului electronicii industriale. Aşa, de exemplu, s-a dovedit posibilitatea creşterii capacităţii de încărcare a tiristoarelor şi a diodelor cu 90 la sută.

Pentru specialişti:

Noile dispozitive sînt

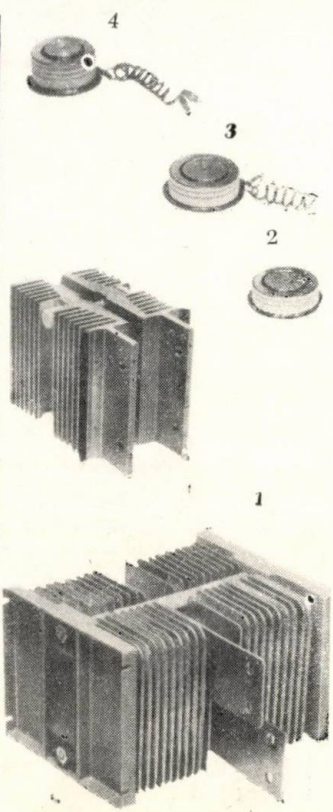
- O serie de tiristoare de putere mare cu curenţi direcţi de regim pînă la 740 A şi tensiuni inverse pînă la 2000 V. Curentul direct nerepetitiv tranzitoriu poate fi de maximum 14000 A.
- O serie de tiristoare pentru înaltă tensiune cu tensiuni inverse pînă la 3400 V cu curent direct de regim pînă la 425 A.
- O serie de tiristoare de tip invers cu curenţi de regim direct de 310 A şi cu timpi de restabilire a circuitului de 20, 30 sau 40 μs. Aceste dispozitive sînt în special utilizabile la schimbătoarele de frecvenţă.
- O serie de diode cu curenţi direcţi pînă la 1100 A şi tensiuni inverse pînă la 3600 V.

Curentul direct tranzitoriu nerepetitiv este de 20700 A.

Noile dispozitive sînt înzestrate cu:

- Sistem de răcire cu radiatoare pe două părţi, ca echipament standard (preţul per kW revine la circa jumătate din acela al instalaţiei cu răcire pe numai una din părţi).
- Carcase noi cu distanţe disruptive lungi, asigurînd protecţia contra conturnării în limite largi.
- Accesibilitate la 100%, garantată

1. Noile dispozitive cu răcire prin radiatoare pe două părţi. 2. Tiristor cu timp de restabilire la comutaţie de scurtcircuit (curent direct 310 A). 3. Tiristor de mare putere (curent direct 740 A). 4. Diode de mare putere (curent direct 1100 A)



Doriţi să aflaţi mai multe? Întrebaţi-ne!

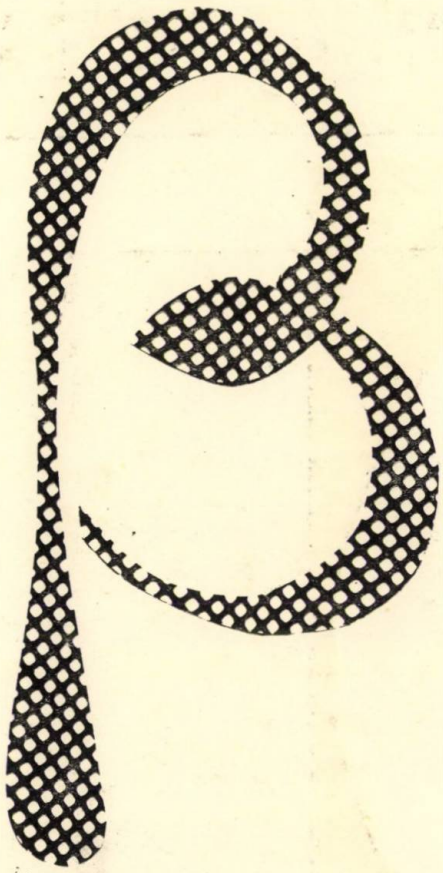
Electronics Division, ASEA
S-721 83 VÄSTERÅS, SUEDIA

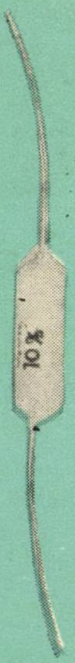
PUBLICOM

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

ASEA

Reprezentanţe în peste 70 de ţări.





REZISTOARE
- cu peliculă de carbon
- bobinate

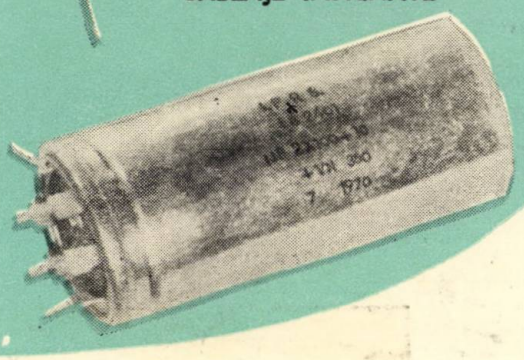
TERMISTOARE

CONDENSATOARE
- polistiren (tip styroflex)
- poliester metalizat
- hîrtie metalizată
- hîrtie echipament auto
- hîrtie antiparazitare
- hîrtie pentru telefonie

CONDENSATOARE ELECTROLITICE
- normale
- miniatură
- nepolarizate

CONDENSATOARE CERAMICE
- disc
- tubulare
- plachetă
- ajustabile

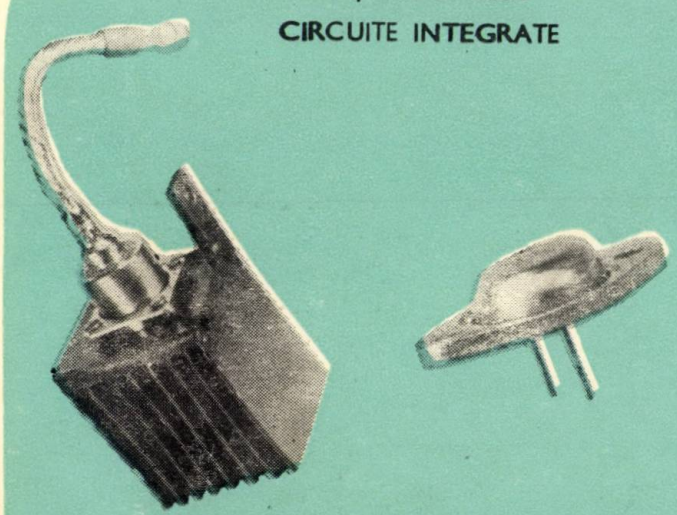
CABLAJE IMPRIMATE



TRANZISTOARE
- de joasă frecvenţă
- de înaltă frecvenţă şi comutaţie
- de putere

DIODE
- de semnal şi comutaţie
- redresoare
- redresoare pentru curenţi mari
- stabilizatoare de tensiune
- de putere cu siliciu

CIRCUITE INTEGRATE

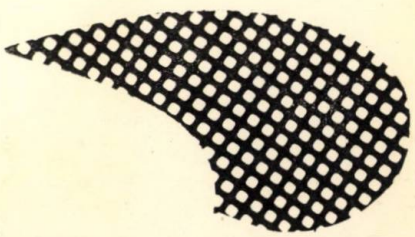


ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEASA

Str. Erou Iancu Nicolae nr. 32, sector 2

telefon 33.38.30

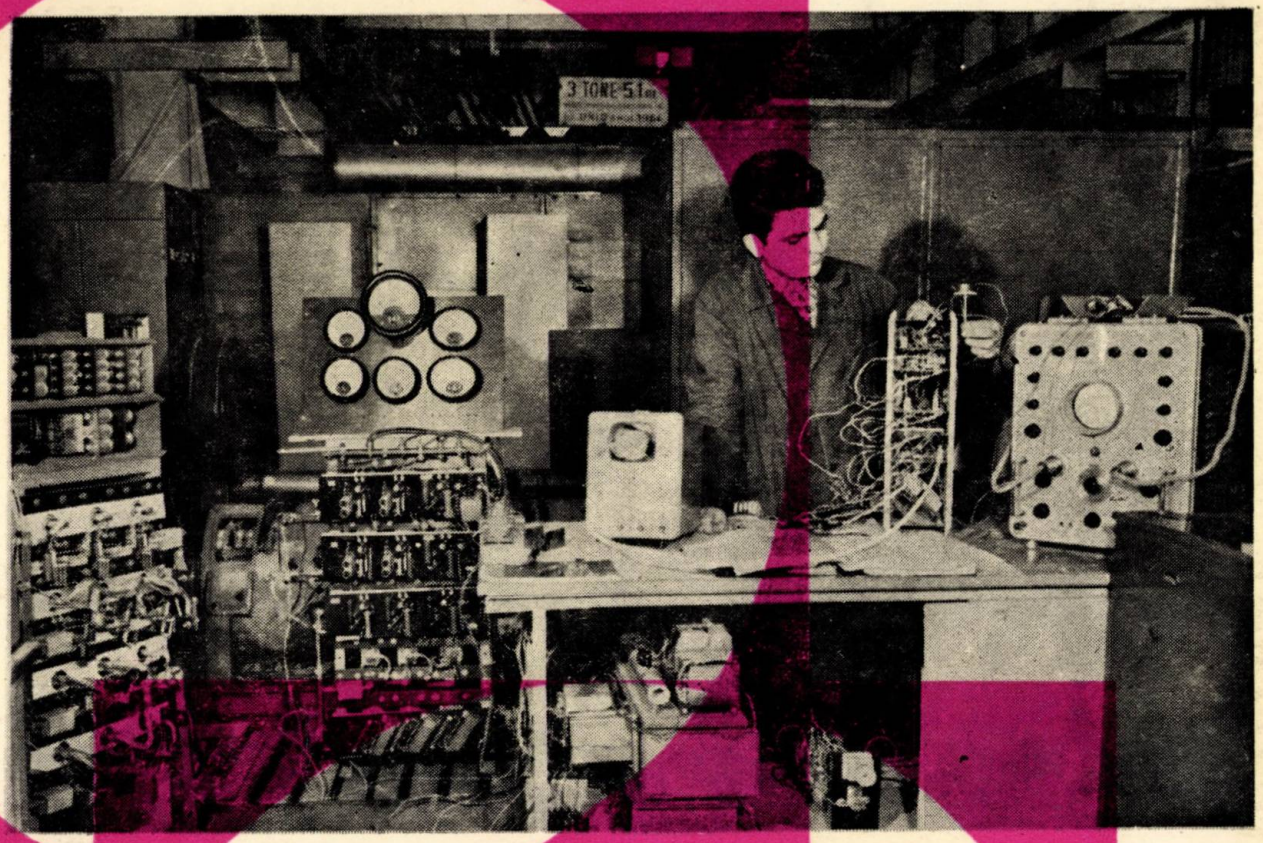
Telex 011203



CATALOAGELE I.P.R.S.—BĂNEASA, (Rezistoare, Condensatoare, Cablaje imprimate, Tranzistoare, Diode) se livrează de I.P.R.S.—BĂNEASA—Serv. Desfacere, Str. Erou Iancu Nicolae nr. 32 Bucureşti II, la primirea sumei de lei 56 prin mandat poştal.

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

INSTITUT DECORAT CU ORDINUL MUNCII CLASA I-a



Intenționați desigur să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive !

Cu siguranță că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați în producție, pe care ați dori poate să le înlocuiți cu altele mai bune sau mai ieftine !

Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor dvs., doriți standuri și metode de încercări care să vă dea, în orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele !

Exportați produse. Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite ?

1972 JUN 3

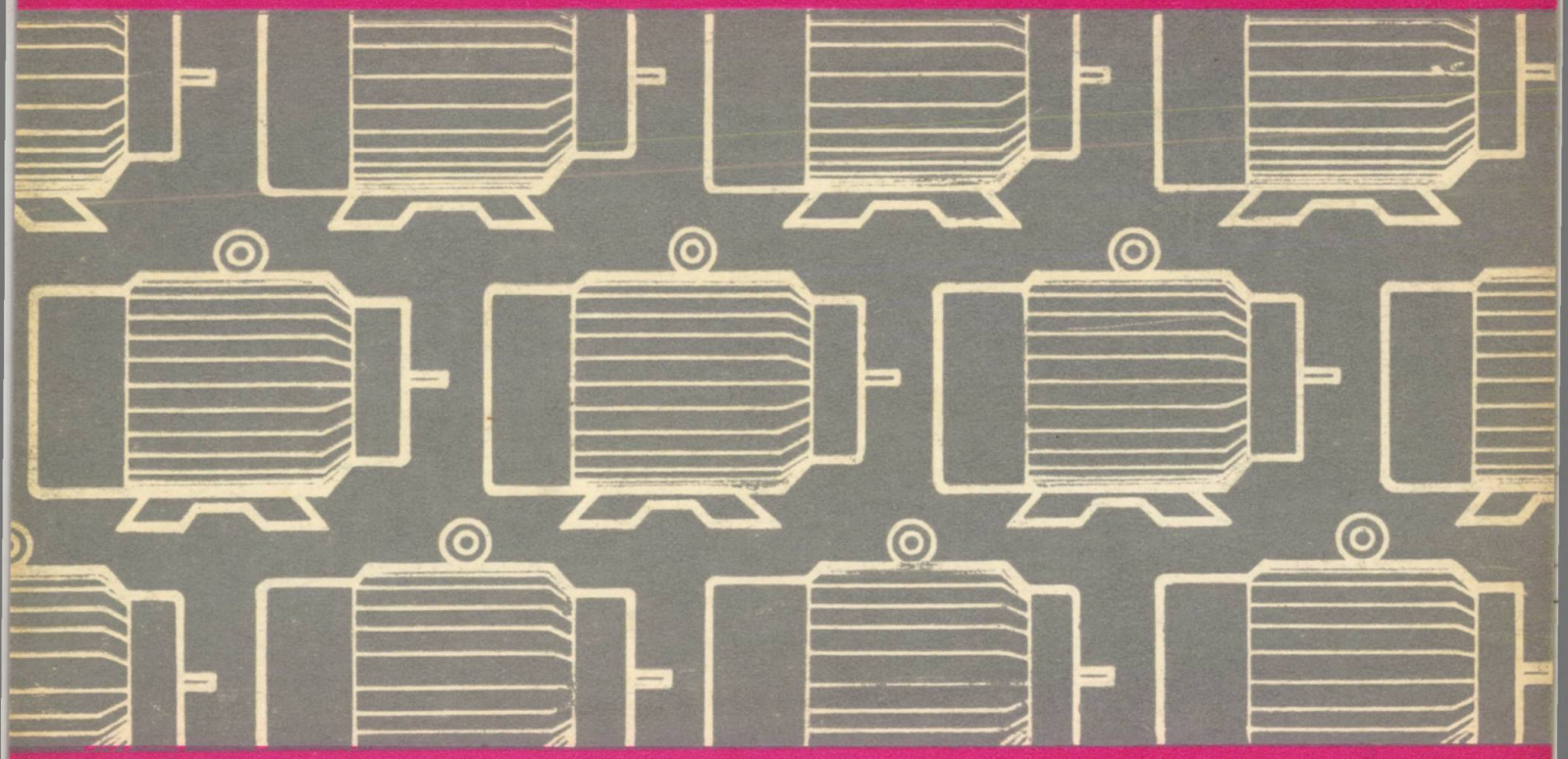
La toate aceste întrebări ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare și Proiectare pentru Industria Electrotehnică (ICPE) care în această perioadă își întocmește planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de încercări moderne, specialiști de înaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 20 ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteți să i-o acordați.

BUCUREȘTI•BD. T. VLADIMIRESCU•Nr. 45–47 • Telefon : 31.41.00

E 2040

ELECTROTEHNICA



5

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 20 • Nr. 5 • MAI 1972

UZINA DE CINESCOAPE

vă oferă în condiții de cea mai bună calitate

Tuburi cinescop, pentru televiziune alb-negru, cu diagonala de 47 cm (19″), 59 cm (23″), 61 cm (24″), 65 cm (25″) și unghi de deflexie 110°, cu autoprotecție la implozie.

Fabricate după licență Corning Glass Works (S.U.A.) și Standard Elektrik Lorenz (R.F.G.), calitatea tuburilor cinescop livrate de uzina noastră este asigurată în permanență și la cel mai înalt nivel tehnic.

În aceleași condiții uzina poate livra și baloane pentru tuburi cinescop.

Produsele noastre se exportă prin I.S.C.E. ELECTRONUM, București, str. Gabriel Péri 2, sectorul 1, telefon: 14.18.80, telex: 011—547 România.

UZINA DE CINESCOAPE — BUCUREȘTI, str. Dimitrie Pompei nr. 9, sectorul 2, telefon: 33.01.90, telex: 011—151 ROMÂNIA

ELECTROTEHNICA

Anul 20 Nr. 5, pag. 161 — 200 Mai 1972

CUPRINS

CZ 621.315.1.012.2 :537.312.7

Spinei, F. : **Analiza circuitelor conținînd elemente neliniare inerțiale, aflate în regim permanent sinusoidal.**

Electrotehnica **20**, nr. 5, mai 1972, p. 161—163

Se propune o metodă de analiză a circuitelor conținînd 1 sau 2 elemente neliniare inerțiale, aflate în regim permanent sinusoidal, folosind relațiile în complex, prin utilizarea diagramelor polare. De asemenea, se stabilește teorema transferului maxim de putere activă pentru circuitele conținînd elemente neliniare inerțiale, aflate în regim permanent sinusoidal.

CZ 621.313.1.013.2

Drăgănescu, O. : **Cîmp magnetic radial, cu repartiție spațială, cu axa polilor controlat deplasabilă și aplicațiile sale.**

Electrotehnica **20**, nr. 5, mai 1972, p. 164—169

Se prezintă un nou tip de cîmp magnetic radial cu distribuție spațială, diferit de cele cunoscute, atît din punct de vedere al proprietăților, cît și ca mod de producere. Se expun o serie de aplicații ale acestui cîmp. Aplicațiile se referă la probe și încercări la un stand de probă special construit.

CZ 621.313.322.045.34 :621.314.53

Măgureanu, R. : **Două noi tipuri de mașini sincrone fără contacte cu excitație prin inducție și redresare**

Electrotehnica **20**, nr. 5, mai 1972, p. 169—176

Se propun două noi soluții pentru construirea unor mașini sincrone fără contacte, utilizînd pentru excitație armonicile de tensiune și de dantură ale mașinilor de curent alternativ. În prezentul articol sînt înfățișate realizările experimentale și caracteristicile unor astfel de mașini alimentate de la onduloare cu tiristoare, performanțele lor tehnico-economice ridicîndu-se deasupra celorlalte soluții cunoscute.

CZ 621.314. 224.017.7.001.25

Pesici, M. : **Solicitarea termică succesivă a înfășurărilor la transformatorul destinat încercărilor de scurtcircuit.**

Electrotehnica **20**, nr. 5, mai 1972, p. 176—181

Transformatorul special destinat încercărilor de scurtcircuit de laborator, are un regim termic al înfășurărilor cu atît mai deosebit cu cît încercările se pot succeda la intervale scurte. Se prezintă calculul pentru determinarea numărului de încercări succesive cu durate de încercare și de răcire regulate, posibil de efectuat, în limita de încălzire impusă. De asemenea, se prezintă determinarea încălzirii intermediare și a duratei de răcire necesare. Se expun rezultatele obținute, din calcul, asupra unui transformator de încercări pentru solicitări termice și dinamice.

CZ 621.315.69

Nicola, Gr. : **Noi tipuri de materiale stratificate cu suport țesătură de sticlă și rășină epoxidică pentru electrotehnică.**

Electrotehnica **20**, nr. 5, mai 1972, p. 182—188

Se prezintă noi tipuri de materiale stratificate ale căror proprietăți electrice și mecanice în condiții normale de umiditate le fac superioare tuturor materialelor stratificate realizate pînă în prezent în țara noastră și în alte țări. Pentru acest considerent se recomandă în construcția mașinilor și aparatelor electrice care funcționează în medii cu umiditate ridicată cît și la construirea aparatelor pentru înaltă frecvență.

CZ 621.317.735.085.4(498)

Antoniu, M. : **Posibilități de extindere a limitei superioare de măsurare la megohmmetrul românesc de 2 500 V.**

Electrotehnica **20**, nr. 5 mai, 1972, p. 188—194

Se cercetează două căi : utilizarea unui logometru magnetoelectric cu diode Zenner (care la volum egal al magnetului asigură o inducție în intrefier sensibil mai mare decît logometrul inițial) și magnet cu volum mare ; utilizarea unui logometru electrostatic cu variație de tensiune în locul celui magnetoelectric. Se ajunge la concluzia că prima soluție permite creșterea limitei menționate de la $2.10^3 M\Omega$ pînă la cel mult $2.10^4 M\Omega$, iar a doua — pînă la $10^6 - 10 M\Omega$ concomitent cu o importantă reducere a consumului de energie de la sursa primară. Se dă cîte un exemplu de calcul și construcție pentru fiecare din cele două variante.

Teze de doctorat 194
Inventii 195
Recenzii 196
Referate 197
Cronică 200

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. PL. ANDRONESCU; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. șt. tehn. A. AVRAMESCU — redactor responsabil; ing. V. BUNEA; ing. V. CIOFU; prof. dr. doc. șt. tehn. V. CORLĂȚEANU; ing. ȘT. GROSU; prof. dr. ing. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. LAZARIDE; dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. M. OPASCHI; ing. A. POPA; prof. ing. CRISTIANA POPESCU; ing. VL. POPOVICI; academician prof. dr. doc. șt. tehn. ing. R. RĂDULEȚ; ing. R. VLĂDOIANU.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon director: 14.62.67. Redacția: București, str. Mândinești nr. 3, sector IV ; telefon secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon: 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România—Filiala sectorului 1, București. Tarif pentru instituții și intreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația" București, str. Brezoianu, nr. 23—25, *c. 1243. Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.P.D.P. nr. 137/399/1972*

41 400

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.315.1.012.2 :537.312.7

Спинеи, Ф.: **Анализ цепей, содержащих нелинейные инерционные элементы, находящиеся в постоянном синусоидальном режиме.**

Electrotehnica **20**, № 5, май 1972, стр. 161–163

Предлагается метод анализа цепей, содержащих 1 или 2 нелинейных инерционных элемента, находящихся в постоянном синусоидальном режиме, применяя комплексные соотношения путем использования полярных диаграмм. Устанавливается также теорема максимальной передачи активной мощности для цепей, содержащих нелинейные инерционные элементы, находящиеся в постоянном синусоидальном режиме.

ДК 621.313.1.013.2

Дрэгэнеску, О.: **Радиальное магнитное поле, с пространственным распределением, с перемещающейся осью полюсов и его применение.**

Electrotehnica **20**, № 5, май 1972, стр. 164–169

Описывается новый тип радиального магнитного поля с пространственным распределением, отличающегося от общеизвестных полей как с точки зрения свойств, так и по способу проявления. Излагаются возможности применения этого поля. Применение относится к пробам и испытаниям на специально построенном испытательном стенде.

ДК 621.313.322.045.34 :621.314.53

Мэгуряну, Р.: **Два новых типа бесконтактных синхронных машин с возбуждением путем индукции и выпрямления.**

Electrotehnica **20**, № 5, май 1972, стр. 169–175

Предлагаются два новых решения для конструкции бесконтактных синхронных машин, применяя для возбуждения гармоники напряжения и зацепления машин переменного тока. В настоящей статье приводятся экспериментальные результаты и характеристики подобных машин, питаемых от волнообразных элементов с тиристорами, причем их технико-экономические показатели превышают другие известные решения.

ДК 621.314.224.017.7.001.25

Песичь, М.: **Последовательная термическая; нагрузка обмоток трансформатора, предназначенного для испытаний на короткое замыкание.**

Electrotehnica **20**, № 5, май 1972, стр. 176–181

Специальный трансформатор, предназначенный для лабораторных испытаний на короткое замыкание имеет отличительный термический режим обмоток, причем последовательность испытаний может происходить в коротких интервалах. Приводится расчет для определения количества последовательных испытаний с равномерной продолжительностью испытания и охлаждения, возможных для проведения в пределах требуемого нагрева. Устанавливается также промежуточный нагрев и необходимая продолжительность охлаждения. Излагаются результаты, полученные на основе расчета испытательного трансформатора для термических и динамических нагрузок.

ДК 621.315.69

Никола, Гр.: **Новые типы наслоенных материалов на основестекляннойткани и эпоксидных смол, для электротехники**

Electrotehnica **20**, № 5, май 1972, стр. 182–188

Представлены новые типы наслоенных материалов, электрические и механические свойства которых в нормальных условиях влажности превышают все наслоенные материалы, вырабатываемые до настоящего времени в Румынии и в других странах. Поэтому рекомендуется их применение в конструкции машин и электрических приборов, работающих в средах с повышенной влажностью, а также для высокочастотных приборов.

ДК 621.317.735.085. 4(498)

Антониу, М.: **Возможности расширения верхнего предела измерения на румынском мегомметре в 2500 в.**

Electrotehnica **20**, № 5, май 1972, стр. 188–194

Исследования проводились в двух направлениях: применение магнитно-электрического логометра с диодами Ценнер (обеспечивающими при нормальном объеме магнита индукцию в чувствительном воздушном зазоре больше, чем исходный логометр) и магнитом большого объема, и применение электростатического логометра с изменением напряжения, вместо магнитно-электрического. Авторы приходят к заключению, что первое решение позволяет увеличить упомянутый предел с 2.10 М Ω до не более чем 2.10^4М Ω, а второй — до 10^6 — 10 МΩ одновременно со значительным уменьшением расхода энергии от первичного источника. Приводится по одному примеру расчета и конструкции для каждого из этих двух вариантов.

ИЗОБРЕТЕНИЯ 195
РЕЦЕНЗИИ 196
ДОКЛАДЫ 197

INHALT

DK 621.315.1.012.2 :537.312.7

Spinei, F. : **Analyse der Schaltungen mit nichtlinearen Trägheitselementen in einwelling eingeschwungenem Zustand**

Electrotehnica 20, H. 5, Mai 1972, S. 161–163

Es wird eine Analysemethode für Schaltungen mit einem oder zwei nichtlinearen Trägheitselementen in einwellig eingeschwungenem Zustand vorgeschlagen. Zu diesem Zweck werden Relationen im Komplex und Polardiagramme verwendet. Desgleichen wird die Regel der maximalen Übertragung der Wirkleistung für Schaltungen festgelegt, die nichtlineare Trägheitselemente umfassen und sich in einwellig eingeschwungenem Zustand befinden.

DK 621.313.1.013.2

Drăgănescu, O. : **Radiales Magnetfeld mit räumlichr Verteilung und gesteuert verschiebbarer Polachse und dessen Anwendung**

Electrotehnica 20, H. 5, Mai 1972, S. 164–169

Der Verfasser beschreibt eine neue Art eines radialen Magnetfeldes mit rämlicher Verteilung, das sich von den bisher bekannten sowohl vom Standpunkt der Eigenschaften, als auch der Erzeugungsweise unterscheidet. Es werden eine Reihe von Anwendungsgebieten dieses Feldes angeführt. Die Anwendungen betreffen Teste und Versuche an einem speziell gebauten Prüfstand.

DK 621.313.322.045.34 :621.314.53

Măgureanu, R. : **Zwei neue Typen kontaktloser Synchronmaschinen mit Erregung durch Induktion und Gleichrichtung**

Electrotehnica 20, H. 5, Mai 1972, S. 169–176

Es werden zwei neue Lösungen für den Bau kontaktloser Synchronmaschinen vorgeschlagen. Für die Erregung werden die Harmonischen der Spannung und Verzahnung der Gleichstrommaschinen verwendet. Der Verfasser beschreibt die Versuchsergebnisse und die Kennzeichen einiger solcher Maschinen, die von Undulatoren mit Tiristoren gespeist werden, und deren technische und wirschaftliche Leistungskennziffern weit über den bisher bekannten Lösungen stehen.

DK 621.314.224.017.7.001.25

Pesici, M. : **Sukzessive Wärmebelastung der Wicklung von Transformatoren für Kurzschlussversuche**

Electrotehnica 20, H. 5, 1972, S. 176–181

Der Sondertransformator für Kurzschlussversuche in Laboratorien weist einen umso abweichenderen Wärmezustand auf, als die Versuche in kurzen Zeitabständen aufeinanderfolgen können. Es wird eine Berechnung für die Festlegung der, innerhalb der zulässigen Erwärmungsgrenzen durchführbaren Zahl sukzessiver Versuche mit gesteuerter Versuchs-und Kühlungsdauer dargelegt. Ferner wird die Bestimmungsweise der Zwischenerwärmung und der notwendigen Kühlungsdauer beschrieben. Die für einen Versuchstransformator für thermische und dynamische Belastungen berechneten Ergebnisse werden angeführt.

DK 621.315.69

Nicola Gr. : **Neue Schichtstofftypen mit Trägermaterial aus Glasgewebe und Epoxyharz für die Elektrotechnik**

Electrotehnica 20, H. 5, Mai 1972, S. 182–183

Es werden neue Typen geschichteter Stoffe beschrieben, deren elektrische und mechanische Eigenschaften unter normalen Feuchtigkeitsbedingungen allen bisher in Rumänien und anderen Ländern hergestellten Schichtstoffen überlegen sind. Aus diesem Grunde wird sein Einsatz im Bau elektrischer Maschinen und Apparate, die in Medien mit hohem Feuchtigkeitsgrad arbeiten, sowie im Bau von Hochfrequenzapparaten empfohlen.

DK 621. 317.735.085.4(498)

Antoniu, M. : **Erweiterungsmöglichkeiten der obersten Messgrenze des rumänischen Megohmmeters für 2 500 V**

Electrotehnica 20, H. 5, Mai 1972, S. 188–194

Die Untersuchung beschreitet zwei Wege: Verwendung eines magnetelektrischen Quotientenmessers mit Zenner Diode (der beim legalen Volumen des Magnets im Luftspalt eine spürbar höhere Induktion als der ursprüngliche Quitientenmesser sichert) und grossvolumigem Magnet; Verwendung eines elektrostatischen Quotientenmessers mit Spannungsveränderung an Stelle des magnetelektrischen Geräts. Man gelangt zur Schlussfolgerung, dass die erste Lösung eine Erhöhung der erwähnten Grenze von 2.10^3 MΩ bis höchstens 2.10^4 MΩ und die zweite eine Erhöhung bis 10^6–10 MΩ gestattet, gleichlaufend mit einer bedeutenden Senkung des Energieverbrauchs an der Primärquelle. Für jede der beiden Varianten wird ein Bau-und Berechnungsbeispiel angeführt.

ERFINDUNGEN 195
BUCHBESPRECHUNGEN 196
REFERATE 197

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 20 Nr. 5 București, mai 1972

Analiza circuitelor conținînd elemente neliniare inerțiale, aflate în regim permanent sinusoidal

FĂNICĂ SPINEI* — București

CZ 621.315.1.012.2:537.312.7

În cazul circuitelor conținînd elemente neliniare inerțiale, regimul periodic este un regim similar celui stabilit într-un circuit liniar; trecerea de la un regim la altul (regimul tranzitoriu) sau, eventual, neunicitatea soluției de regim periodic pun în evidență neliniaritatea circuitului.

Pentru astfel de circuite, cu 1 sau 2 elemente neliniare inerțiale și surse sinusoidale de aceeași frecvență, sînt stabilite metode grafice de rezolvare, care evită forma complexă a ecuațiilor corespunzînd circuitului printr-o serie de operații auxiliare [1].

În prezenta lucrare se propune o metodă de analiză a circuitelor conținînd 1 sau 2 elemente neliniare inerțiale, aflate în regim permanent sinusoidal, folosind relațiile în complex, prin utilizarea diagramelor polare. De asemenea, se stabilește teorema transferului maxim de putere activă pentru circuitele conținînd elemente neliniare inerțiale, aflate în regim permanent sinusoidal.

1. Analiza regimului permanent sinusoidal al circuitelor conținînd elemente neliniare inerțiale, folosind diagrame polare

În cazul unui circuit conținînd un singur element neliniar, aflat în regim permanent sinusoidal, se procedează în felul următor.

1) Se reduce partea liniară a circuitului în raport cu bornele elementului neliniar (fig. 1 — unde elementul neliniar poate fi disipativ sau acumulativ), caracterizat prin dependența $R(I)$ sau $X(I)$ după cum elementul este disipativ sau acumulativ.

2) Pe baza ecuației de funcționare

$$\underline{I} = \frac{\underline{E}}{\underline{Z} + R(I)} \quad \text{sau} \quad \underline{I} = \frac{\underline{E}}{\underline{Z} + jX(I)}, \qquad (1)$$

se construiește cercul reprezentativ pentru $\underline{I}$ și se gradează, dînd 3 valori lui R (sau X) [2].

3) Prin intersectarea caracteristicii elementului neliniar $R(I)$, sau $X(I)$, cu dependența $I(R)$, sau $I(X)$, extrasă de pe diagrama construită la punctul 2, se obține soluția căutată (care poate să nu fie unică).

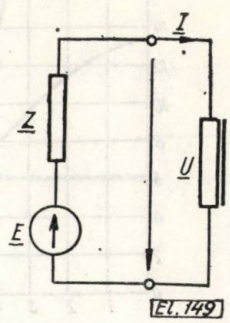


Fig. 1. Circuit redus la bornele laturii neliniare.

Exemplu de calcul. Se consideră partea liniară a circuitului, redusă în raport cu bornele elementului neliniar (fig. 1), caracterizată: $\underline{E} = 100$; $\underline{Z} = 10(1+j)$, caracteristica $X(I)$ a elementului neliniar fiind cea din figura 2b.

Pe baza ecuației:

$$\underline{I} = \frac{100}{10(1+j) + jX}$$

se construiește cercul reprezentativ (fig. 2a) pentru $\underline{I}$ prin punctele:

$$X = 0 \qquad \underline{I}_0 = 5(1-j),$$
$$X = 10 \qquad \underline{I}_{10} = 2(1-j2),$$
$$X = \infty \qquad \underline{I}_\infty = 0.$$

Cu ajutorul unei drepte perpendiculare pe diametrul care trece prin vîrful lui $\underline{I}_\infty$ (în acest caz originea), se procedează la gradarea cercului [2]. Se pot găsi astfel puncte reprezentative pentru caracteristica $I(X)$ (fig. 2b), care intersectată cu $X(I)$ duce la obținerea punctului de funcționare $I = 5{,}25$, unic în cazul de față.

* Dr. ing. *F. Spinei* este șef de lucrări la catedra de Electrotehnică II, din Institutul Politehnic București

Corespunzător de pe diagrama polară rezultă

$$\arg \underline{I} = -31°50'.$$

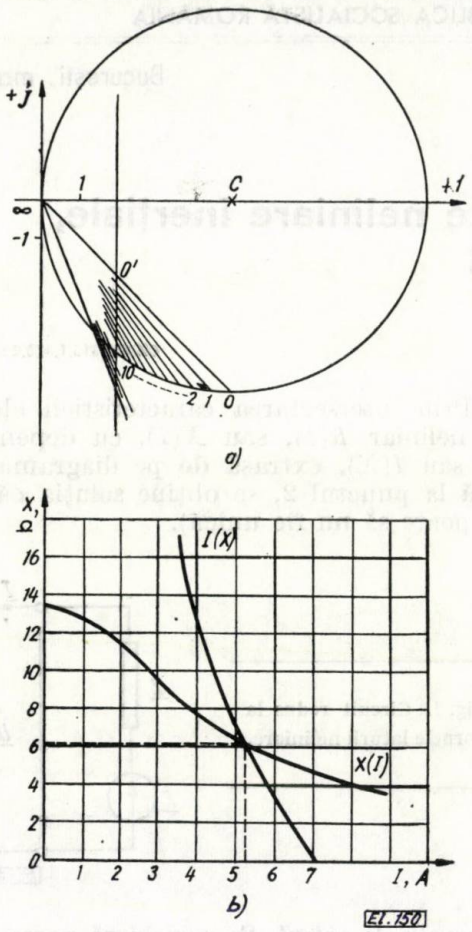


Fig. 2. a) Diagrama polară $\underline{I}(X)$;
b) Determinarea punctului de funcționare.

Problema este astfel rezolvată.

În cazul unui circuit conținînd două elemente neliniare inerțiale, aflat în regim permanent sinusoidal, etapele analizei sînt următoarele.

1) Se reduce la partea liniară a circuitului în raport cu cele două laturi neliniare (fig. 3 — în care elementele neliniare pot fi disipative sau acumulative), caracterizate prin dependențele $R_k(I_k)$ sau $X_k(I_k)$, $k = 1, 2$.

2) Corespunzător circuitului din figura 3, se poate stabili cu ușurință relația :

$$\underline{U}_1\left[1+\frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_0}+\frac{f_2(I_2)}{\underline{Z}_0}\right]=\underline{U}_{10}\left[1+\frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_0}+\frac{f_2(I_2)}{\underline{Z}_0}\right]-$$

$$-\underline{U}_{20}-\left[\underline{Z}_1+\underline{Z}_2+\frac{\underline{Z}_1\underline{Z}_2}{\underline{Z}_0}+\frac{f_2(I_2)\underline{Z}_1}{\underline{Z}_0}+\right. \quad (2)$$

$$\left.+f_2(I_2)\right]\underline{I}_1,$$

care se mai scrie

$$\underline{U}_1 = \underline{M} + \underline{N}\,\underline{I}_1; \quad (3)$$

în relația (2), $f_2(I_2) = R_2(I_2)$ sau $jX_2(I_2)$; în relația (3) $\underline{M}$ și $\underline{N}$ au valori constante pentru un I_2 dat. Pentru $\underline{M}$ și $\underline{N}$ date din relația (3) se determină $\underline{I}_1$, eventual printr-un procedeu similar cu cel din exemplul de mai sus. Astfel se poate trasa prin puncte hodograful fazorului

$$\underline{I}_1(I_2); \quad (4)$$

în mod cu totul similar se trasează și hodograful fazorului

$$\underline{I}_2(I_1). \quad (5)$$

3) Din cele două hodografe (4 și 5) se extrag dependențele $I_1(I_2)$ și respectiv $I_2(I_1)$ și se repre-

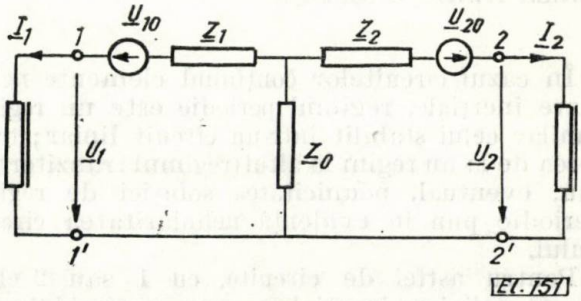


Fig. 3. Circuit în raport cu cele două laturi neliniare inerțiale.

zintă pe același grafic; intersecția celor două curbe determină soluția căutată (care poate să nu fie unică).

Cazul circuitului conținînd două elemente neliniare inerțiale, aflat în regim permanent sinusoidal, este astfel soluționat deoarece s-a redus problema la analiza unui circuit liniar (parametrii elementelor neliniare de circuit fiind determinați de valorile I_1 și I_2)

O altă posibilitate de rezolvare poate fi separarea sistemului de ecuații în $\underline{I}_1$ și $\underline{I}_2$, corespunzătoare circuitului din figura 3, în partea reală și respectiv, imaginară, urmată de atacarea sistemului neliniar real pe calculator printr-o metodă numerică. Apar însă, în acest fel, următoarele dificultăți :

— inițializarea (alegerea valorilor de la care se începe calculul);

— cum se pot determina toate soluțiile, cînd soluția nu este unică.

Aceste dificultăți nu apar în cadrul metodei de rezolvare propusă în prezenta lucrare.

2. Teorema transferului maxim de putere activă în circuite conținînd elemente neliniare, aflate în regim permanent sinusoidal

Se consideră un circuit activ neliniar, conținînd elemente neliniare inerțiale și surse sinusoidale de aceeași frecvență, aflat în regim permanent. În raport cu o latură a circuitului, în care interesează transferul de putere activă, tot restul circuitului (dipol activ neliniar) se reduce la un generator echivalent de tensiune

(fig. 4) sau de curent; această reducere este univoc determinată numai în cazul existenței unor soluții unice, ceea ce în general nu este valabil pentru circuitele neliniare inerțiale; totuși chiar în cazul existenței mai multor soluții, fiecăreia din ele i se poate pune în corespondență o astfel de schemă echivalentă. Pe această schemă (fig. 4) se stabilesc condițiile de transfer maxim al puterii active în impedanța Z, care urmează a fi determinată.

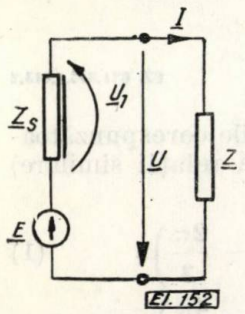


Fig. 4. Circuit activ neliniar redus în raport cu latura în care interesează transferul de putere activă.

În impedanța $\underline{Z}$ se consumă puterea activă

$$P_2 = Re[\underline{U}\,\underline{I}^*], \quad (6)$$

în care

$$\underline{U} = \underline{E} - \underline{Z}_s(I)\,I.$$

Alegînd originea de fază $\underline{E} = E$ și notînd:

$$\underline{I}_s = I_a + jI_r,$$
$$\underline{Z}_s = f_1(I) + jf_2(I),$$

puterea activă consumată în impedanța $\underline{Z}$ devine:

$$P_2 = Re\{[E - (f_1 + jf_2)(I_a + jI_r)](I_a - jI_r)\} =$$
$$= EI_a - f_1(I_a^2 + I_r^2) = EI_a - f_1 I^2.$$

Punînd condițiile de extrem, rezultă:

$$\frac{\partial P_2}{\partial I_r} = -I_r\left(2f_1 + I\frac{\partial f_1}{\partial I}\right) = 0;$$
$$\frac{\partial P_2}{\partial I_a} = E - I_a\left(2f_1 + I\frac{\partial f_1}{\partial I}\right) = 0, \quad (7)$$

din prima ecuație, deoarece paranteza nu poate fi nulă căci în acest fel nu ar mai putea fi satisfăcută cea de a doua ecuație, rezultă:

$$I_r = 0, \quad (8)$$

ceea ce implică

$$I_a = I; \quad (9)$$

în acest mod cea de a doua ecuație devine:

$$E - I\left(2f_1 + I\frac{\partial f_1}{\partial I}\right) = 0, \quad (10)$$

reprezentînd o ecuație în I, ale cărei zerouri reprezintă punctele de extrem ale funcției (6), natura lor stabilindu-se cu ajutorul celei de a doua derivate. De remarcat că relațiile (9) și (10) implică

$$X = -f_2(I); \quad (11)$$

$$R = \frac{U}{I} = \frac{E - f_1 I}{I} = f_1 + I\frac{\partial f_1}{\partial I} = \frac{\partial}{\partial I}(f_1 I) = R_d; \quad (12)$$

unde R_d este rezistența dinamică a rezistorului ce intră în componența impedanței $\underline{Z}_s$, calculată pentru valori ale lui I satisfăcînd ecuația (10).

Pentru determinarea impedanței $\underline{Z}$, în care prezintă interes transferul de putere activă, se rezolvă ecuația (10), utilizînd apoi relațiile (11) și (12).

O formă duală se obține dacă se reduce dipolul activ neliniar la un generator echivalent de curent.

Teorema prezentată se adaugă teoremei transferului maxim de putere pentru circuitele neliniare de curent continuu [3], [4], ambele acoperind un domeniu destul de larg al circuitelor neliniare.

Consecință. Ecuația (10) este identic satisfăcută pentru orice valori ale curentului I dacă

$$f_1(I) = \frac{E}{I} - \frac{K}{I^2} \quad (13)$$

pentru o astfel de caracteristică a rezistorului component al lui $\underline{Z}_s$, dacă condiția (11) este îndeplinită, indiferent de valoarea rezistenței R impedanța $\underline{Z}$ va consuma puterea activă $P_2 = K$, dipolul activ neliniar fiind echivalent cu un generator de putere constantă.

3. Concluzii și observații

Metoda de analiză a circuitelor conținînd 1 sau 2 elemente neliniare inerțiale, aflate în regim permanent sinusoidal, folosind diagramele polare, este mai directă decît metoda analitică cunoscută, care implică un volum mult mai mare de calcule [1]. După cum s-a subliniat în §2 sînt probleme care pot conduce la mai multe soluții (corespunzător numărului de intersecții). În astfel de cazuri problema nu poate fi complet soluționată decît cu ajutorul unor date suplimentare: sînt necesare condițiile inițiale din care circuitul trece în regimul permanent analizat, fiind necesar calculul regimului tranzitoriu pentru urmărirea exactă a stării circuitului [4].

Teorema transferului maxim de putere activă în circuitele cu elemente neliniare inerțiale se adaugă celei privind circuitele neliniare de curent continuu [3], [4]. Avînd în vedere relațiile (11) și (12), teorema stabilită în prezenta lucrare conduce în cazul transferului maxim de putere activă la o schemă echivalentă care satisface relații similare cu cele cunoscute din domeniul liniar.

Bibliografie

[1] *Bogatirev, O. M.* Rascet țepei s nelineinîmi inerționîmi elementami. In: Elektricestvo, nr. 1, ian 1961, p. 69 — 76.

[2] *Antoniu, I. S.* Chestiuni speciale de electrotehnică. Ed. Acad. R.P.R., București, 1956.

[3] *Sikrin, M. E.* Rejim maximuma moșcinosti v țepi s nelineinîm elementam. In: Elektricestvo, nr. 3, martie 1960, p. 68 — 72.

[4] *Spinei, F.* Contribuții privind teoria circuitelor electrice cu elemente neliniare și cu parametri variabili. Rezumatul tezei de doctorat, Min. Inv., Inst. Polit. Buc., 1971.

Intrat în redacție la 30.IX.1971

Cîmp magnetic radial, cu repartiţie spaţială, cu axa polilor controlat deplasabilă şi aplicaţiile sale

OVIDIU DRĂGĂNESCU* — Craiova

CZ 621.313.1.013.2

1. Consideraţii teoretice

Sînt cunoscute cîteva tipuri de cîmpuri magnetice radiale precum şi modalitatea de a fi produse. Astfel, este cunoscut cîmpul magnetic radial cu repartiţie spaţială învîrtitoare denumit aşa, conform [1], sau denumit cîmp circular, conform [2]. Acest tip de cîmp, este obţinut prin alimentarea unei înfăşurări polifazate repartizate corespunzător pe un circuit magnetic, cu un sistem de curenţi cu variaţie sinusoidală în timp. Cîmpul astfel obţinut, de amplitudine constantă, determinată de amplitudinea curentului şi parametrii geometrici ai maşinii, se roteşte faţă de un punct fix de pe armătura pe care se găseşte bobinajul, cu o viteză unghiulară în funcţie de frecvenţa curentului şi numărul de poli ai înfăşurării.

Un alt tip de cîmp, fix în raport cu armătura pe care se găseşte înfăşurarea, se poate obţine alimentînd cu curent continuu de la o singură sursă fazele înfăşurării polifazate, conectate după diverse scheme. Amplitudinea cîmpului magnetic rezultant variază cu valoarea curentului ce trece prin bobine, repartiţia sa rămînînd fixă în raport cu armătura.

Dacă două din bobinele unei înfăşurări trifazate sînt alimentate de la o sursă de c.c. iar cealaltă bobină de la altă sursă de c.c., la modificarea valorii curentului prin acestea, se obţine atît o variaţie a amplitudinii cîmpului cît şi a unghiului de decalaj dintre axa cîmpului rezultant şi un punct fix de pe periferia armăturii considerate.

În continuare se prezintă un tip de cîmp magnetic radial cu distribuţie spaţială, diferit de cele cunoscute atît din punct de vedere al proprietăţilor cît şi ca mod de a fi produs. Acest cîmp poate fi fix în raport cu armătura sau poate fi deplasat continuu, în mod controlat de-a lungul armăturii pe care se găseşte înfăşurarea.

În acest sens se consideră o înfăşurare trifazată dispusă pe un circuit magnetic avînd, pentru simplificare, $p = 1$. Se alimentează fiecare fază a înfăşurării trifazate cu cîte o tensiune continuă, cele trei tensiuni continue putînd lua valori, concomitent sau separat, după diverse legi. Cîmpul rezultant va depinde ca valoare şi poziţie de legea după care se modifică cele trei tensiuni continue.

În cazul prezentat se pune condiţia ca cei trei curenţi care alimentează cele trei bobinaje să satisfacă următoarele relaţii (este de la sine înţeles că şi tensiunile corespunzătoare trebuie să satisfacă nişte relaţii similare)

$$I_1 = I_{max} \sin \gamma$$
$$I_2 = I_{max} \sin \left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (1)$$
$$I_3 = I_{max} \sin \left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right),$$

unde γ — argumentul funcţiei de variaţie a curenţilor, este o mărime independentă de timp.

Vor lua naştere trei cîmpuri magnetice fixe în spaţiu şi invariabile în timp. Se va lua în considerare numai fundamentala repartiţiei spaţiale a acestor cîmpuri ale căror expresii sînt:

$$H_1(\gamma, \alpha) = K I_{max} \sin\gamma \cdot \sin\alpha$$
$$H_2(\gamma,\alpha) = K I_{max} \sin\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2)$$
$$H_3(\gamma,\alpha) = K I_{max} \sin\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) \sin\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right)$$

unde α este variabila unghiulară a repartiţiei spaţiale, considerată de la axa neutră (axa q) în sens orar.

Admiţînd că $\mu_{Fe} \simeq \infty$ şi efectuînd operaţiile matematice corespunzătoare, se obţine expresia cîmpului magnetic rezultant într-un punct, la periferia armăturii:

$$H(\gamma, \alpha) = \frac{3}{2} K I_{max} \cos(\gamma - \alpha). \quad (3)$$

Cîmpul magnetic conform relaţiei (3) poate fi considerat nou datorită proprietăţilor ce le prezintă şi anume:

— repartiţia sa spaţială se poate deplasa controlat în mod continuu, într-un sens sau altul şi fără limite. Această proprietate se realizează prin modificarea corespunzătoare a unghiului γ;

— deplasarea repartiţiei spaţiale a cîmpului se poate face independent de modificarea amplitudinii sale.

2. Sursă pentru producerea tensiunilor continue

Cele trei tensiuni respectiv curenţi continui satisfăcînd relaţia (1) pot fi obţinute de la un convertizor de frecvenţă a cărui descriere se găseşte în literatura de specialitate [2].

În cadrul uzinei Electroputere Craiova, care are în fabricaţie curentă compensatoare de fază fără stator, s-a putut obţine din acest compensator un astfel de convertizor de frecvenţă scoţînd de la bobinaj, la trei inele, în partea opusă colectorului, legături dispuse la 120° electrice (fig. 1).

* O. Drăgănescu este inginer principal la Uzinele Electroputere-Craiova.

Convertizorul astfel obținut se compune dintr-un circuit magnetic cu crestăturile închise de un jug; dintr-o înfășurare amplasată în crestăturile acestui circuit magnetic, care are scoase legături la un colector tip curent continuu cît și legături dispuse la 120° electrice scoase la trei inele. Ca și mai înainte,

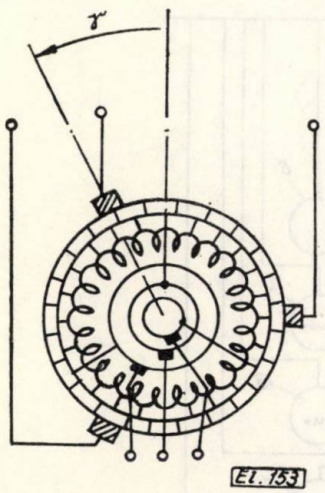


Fig. 1. Ansamblul colector-perii al convertizorului de frecvență fără stator.

pentru simplificare se consideră că $p = 1$ deci la cele trei inele sînt scoase trei legături din partea bobinajului opusă colectorului, dispuse la 120° geometrice.

Astfel, privită dinspre partea inele, mașina se prezintă avînd o înfășurare trifazată iar dinspre partea colector, avînd o înfășurare de curent continuu.

După cum se știe [2] dacă se alimentează pe la partea inele bobinajul cu un sistem trifazat și simetric de tensiuni de frecvență f, va lua naștere un cîmp magnetic învîrtitor a cărui viteză de rotație va fi : $n = \frac{60f}{p}$.

Dacă această armătură este învîrtită sincron, cu o viteză de rotație egală cu a cîmpului magnetic dar de sens opus acestuia, la colector, între cele trei perii decalate cu 120° geometrice ($p = 1$), se obțin trei tensiuni continue care determină curenții (1)

Coroana portperii de la colector este astfel construită încît se poate roti în jurul colectorului, în timpul rotației acestuia, în limite largi după dorință, într-un sens sau altul.

Tensiunile continue dintre două perii succesive vor avea valori care determină curenții (1), unghiul γ fiind unghiul dintre axa cîmpului magnetic și axa portperiei de la colector, corespunzătoare curentului i_1 (1)

Variația unghiului γ, argumentul funcției de variație a curenților continui se obține comod rotind într-un sens sau altul coroana portperii la partea colector.

Acest tip de convertizor corespunde scopului propus atît sub aspectul parametrilor și comodității exploatării cît și din punct de vedere economic. Întrucît motorul de antrenare acoperă numai pierderile prin frecări, dimensionarea sa se face ca atare și nu după puterea trecută prin convertizor. Astfel randamentul global al ansamblului motor de antrenare-convertizor este ridicat.

3. Aplicații

Pentru prezentarea aplicațiilor cîmpului radial cu distribuție spațială controlat deplasabilă se utilizează un rotor bobinat de motor asincron. Dacă acest rotor este învîrtit cu o viteză oarecare în interiorul statorului avînd suprapus un cîmp magnetic produs ca mai sus, la bornele înfășurării statorului se obține un sistem trifazat de tensiuni de frecvență dată de relația clasică : $f = \frac{pn}{60}$ și care prezintă proprietatea nouă de a avea faza controlat variabilă în mod continuu și în linii largi.

Conform teoriei clasice valorile insantanee ale tensiunilor induse în cele trei faze vor avea expresiile :

$$\begin{aligned} e_1 &= E\sqrt{2}\sin(\omega t + \beta) \\ e_2 &= E\sqrt{2}\sin\left(\omega t + \beta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ e_3 &= E\sqrt{2}\sin\left(\omega t + \beta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \qquad (4)$$

unde β este unghiul de decalaj dintre axa bobinei $A - X$ și axa cîmpului magnetic de pe rotor pentru $t = 0$.

Unghiul β poate fi însă $\beta = \alpha_m$; (5)

unde α_m este unghiul dintre axa de origine a unghiurilor și axa cîmpului magnetic de pe rotor.

La rîndul său α_m este dependent de unghiul γ cu care se rotește coroana portperii pe colectorul convertizorului de frecvență fără stator.

Conform relației (3) dacă γ variază, valoarea maximă a cîmpului magnetic de pe rotor se deplasează la periferia acestuia în puncte situate la un unghi $\alpha_m = \gamma$ deci poate fi realizată egalitatea $\beta = \gamma_3$. (6)

Înlocuind pe (6) în (3) se va obține :

$$\begin{aligned} e_1 &= E\sqrt{2}\sin(\omega t + \gamma) \\ e_2 &= E\sqrt{2}\sin\left(\omega t + \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \\ e_3 &= E\sqrt{2}\sin\left(\omega t + \gamma - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \qquad (7)$$

Relațiile (7) arată că faza sistemului trifazat de tensiuni poate fi modificată variind poziția coroanei portperii de la colectorul convertizorului de frecvență.

O sursă cu o astfel de proprietate este utilă pentru încercarea şi studiul experimental al maşinilor electrice.

În continuare se prezintă un stand pentru încercarea maşinilor rotative care posedă surse cu sistem de tensiuni trifazat cu fază variabilă [3]. Un astfel de stand (fig. 2) se compune

Se aduce de asemenea şi grupul maşinilor mari la turaţia nominală cu ajutorul maşinii asincrone. Se conectează pe reţeaua de alimentare maşina sincronă iar cea asincronă se deconectează de la reţeaua de alimentare şi se conectează la reţeaua de debitare. Circuitul rotoric al maşinii asincrone se ali-

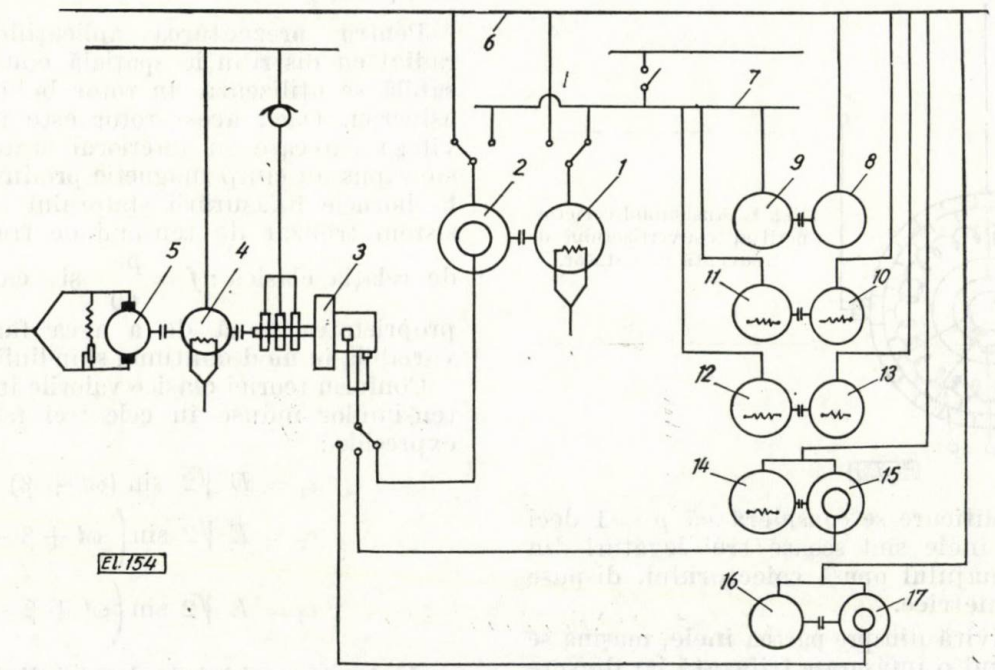


Fig. 2. Schema monofilară a standului pentru încercarea maşinilor electrice care utilizează sursa sistemului de tensiuni trifazate cu fază controlat deplasabilă.

dintr-o maşină sincronă 1 cuplată mecanic cu o maşină asincronă *2* cu rotor bobinat. Grupul realizat cu maşinile *1* şi *2* care trebuie să satisfacă condiţiile: $p_1 = p_2$; $P_1 = P_2$, unde p este numărul perechilor de poli şi P — puterea utilă, constituie sursa de putere mare a standului. Bobinajele statorice ale maşinii sincrone şi asincrone pot fi conectate alternativ la reţeaua de alimentare *6* sau la reţeaua de debitare *7*. Standul mai conţine de asemenea, un grup de putere mică, compus din convertizorul de frecvenţă fără stator *3* cuplat mecanic cu o maşină sincronă *4* şi cu o maşină de curent continuu *5*. Alimentarea convertizorului de frecvenţă fără stator se poate face la partea inele, fie de la o sursă trifazată cu tensiune variabilă, fie în anumite cazuri la tensiune constată de la reţea prin intermediul unui transformator coborîtor.

Pentru obţinerea sistemului simetric de tensiuni cu fază variabilă se procedează în felul următor.

a) Convertizorul de frecvenţă se aduce la turaţia sincronă cu ajutorul motorului sincron şi se alimentează pe la partea inele astfel încît la colector să se obţină cele trei tensiuni continui.

mentează de la colectorul convertizorului de frecvenţă obţinîndu-se sistemul celor trei curenţi care pot lua valori corespunzătoare relaţiei (1). Întrucît rotorul maşinii asincrone, excitat ca mai sus, este antrenat, în circuitul statorului se va induce un sistem simetric de tensiuni alternative, cu faza controlat variabilă, determinată de poziţia coroanei portperii în raport cu axa longitudinală a cîmpului convertizorului de frecvenţă fără stator. Pentru acest mod de conectare a maşinilor mari, maşina de tip asincron constituie sursa sistemului simetric de tensiuni alternative cu faza controlat variabilă.

b) Standul oferă posibilitatea ca şi maşina sincronă să constituie sursa cu faza controlat variabilă. În acest scop după pornirea grupului de maşini mari, maşina asincronă rămîne conectată la reţeaua de alimentare iar bobinajul său rotoric se conectează la colectorul convertizorului de frecvenţă de unde primeşte sistemul celor trei curenţi continui. Maşina sincronă se conectează la reţeaua de debitare, cea asincronă fiind în această etapă elementul sincron de antrenare. Dacă se deplasează într-un sens sau altul distribuţia spaţială a cîmpului magnetic de pe rotorul maşinii tip asincron, aşa cum s-a arătat mai sus, rotorul său şi o dată cu

el şi al maşinii tip sincron va suferi un decalaj în timpul rotaţiei încît să se păstreze decalajul dintre axa cîmpului stator şi axa cîmpului rotor de la maşina tip asincron, decalaj determinat de cuplul rezistent.

Rezultă deci că axele cîmpului inductor ale maşinii sincrone se decalează şi o dată cu ele, faza sistemului simetric de tensiuni alternative induse în bobinajul statoric.

În continuare se prezintă cîteva din metodele folosite la studiul maşinilor electrice bazate pe utilizarea sistemului simetric de tensiuni cu fază variabilă.

3.1. *Determinarea reactanţei sincrone transversale*

Este cunoscut că reactanţa sincronă transversală se datoreşte fluxului reacţiei transversale a indusului care se închide prin axa transversală a maşinii sincrone în regim staţionar, maşina rotindu-se cu turaţia nominală. Una din metodele folosite pentru determinarea acestor parametri este cea a alunecărilor mici care conform denumirii constă în a deplasa rotorul cu o mică alunecare în raport cu cîmpul învîrtitor al statorului, regim în care se oscilografiază tensiunea şi curentul. Din raportul acestora se determină atît reactanţa sincronă longitudinală cît şi cea transversală.

Parametrii astfel obţinuţi sînt afectaţi de erori datorită faptului că regimul în care se determină nu este staţionar.

Pentru determinarea parametrilor din axa transversală conform metodei preconizate, maşina de încercat *12* (fig. 2) este antrenată sincron, la turaţia nominală, circuitul său inductor fiind nealimentat iar circuitul statoric alimentat de la sursa de tensiune cu faza variabilă. Rotind în mod continuu coroana portperii de la colectorul convertizorului *3* (fig. 2) se obţine în final o decalare continuă a fazei sistemului de tensiuni de alimentare deci a axelor cîmpului învîrtitor al statorului maşinii încercate în raport cu axele polilor rotorului său. O dată cu măsurarea tensiunii curentului şi puterii active se determină prin metode stroboscopice, unghiul de decalaj dintre axa polilor rotorului şi axa cîmpului învîrtitor al statorului.

Din datele măsurilor făcute cu aparate obişnuite şi reprezentate în funcţie de unghiul intern se determină parametrii doriţi. Parametrii astfel obţinuţi nu sînt afectaţi de eroarea de metodă deoarece sînt determinaţi în însăşi regimul care-i defineşte.

3.2. *Metoda pentru încărcarea în sarcină a maşinilor sincrone în vederea determinării încălzirii înfăşurărilor precum şi a caracteristicilor funcţionale ale acestora*

Varianta I. O problemă deosebit de importantă este aceea a încărcării maşinilor mari la parametrii nominali. Pentru rezolvarea ei este necesar un stand care să aibă în componenţa sa un număr de maşini cu puteri de acelaşi ordin de mărime cu al maşinii încercate. În afară de faptul că un astfel de stand necesită cheltuieli de investiţii mari, funcţionarea are loc la un randament global scăzut, deci şi exploatarea sa este neeconomică.

Metoda prezentată în continuare este economică atît din punctul de vedere al investiţiilor, cît şi sub aspectul consumului de energie în timpul efectuării probei de sarcină.

Astfel, maşina sincronă care trebuie încercată, *14*, figura 2 se cuplează mecanic cu o maşină asincronă cu rotor bobinat *15*. Ambele maşini, avînd acelaşi sens de rotaţie, se conectează la o reţea trifazată cu tensiune şi frecvenţă corespunzătoare. Maşinile trebuie să aibă turaţiile sincrone egale, iar puterea maşinii asincrone să fie egală sau mai mare cu cea a maşinii sincrone. Circuitul rotoric al maşinii asincrone se alimentează de la colectorul convertizorului de frecvenţă fără stator. Rotind coroana portperii, axa cîmpului rotorului maşinii cu rotor bobinat se deplasează determinînd decalarea rotorului maşinii auxiliare şi a maşinii de încercat, cu un unghi variabil corespunzător căruia maşina de încercat se încarcă la parametrii doriţi.

Se remarcă comoditatea metodei precum şi economicitatea sa, maşina asincronă putînd fi un motor din producţia curentă.

Varianta II. În cazul în care nu se dispune de o maşină asincronă cu parametri adecvaţi însă există una sincronă corespunzătoare, pentru încărcarea maşinii de încercat se procedează în felul următor:

Maşina de încercat *11* (fig. 2) cuplată mecanic cu maşina sincronă auxiliară *10* se conectează la sursa de tensiune cu fază variabilă. Maşina sincronă auxiliară se conectează la reţeaua *6*. Reglînd faza sistemului trifazat de tensiuni în sens corespunzător conform principiului prezentat mai sus, maşina de încercat se încarcă la parametri şi regimul dorit.

3.3. *Metode pentru încărcarea în sarcină la parametri nominali ai maşinilor asincrone în vederea determinării încălzirii înfăşurărilor precum şi a caracteristicilor sale funcţionale*

Convertizorul de frecvenţă, aşa cum este indicat în figura 2, poate fi antrenat şi de motorul de curent continuu *5*. La frecvenţa f_0 constantă a tensiunii de alimentare a inelelor, la colector se poate obţine un sistem trifazat de tensiune de frecvenţă variabilă.

Dacă:

f_0 este frecvenţa tensiunii de alimentare a convertizorului la inele;

p — numărul de perechi de poli ai convertizorului;

$n_0 = \frac{60 f_0}{p}$ — viteza de rotaţie a cîmpului învîrtitor al convertizorului;

n_c — viteza de rotaţie a convertizorului,

viteza relativă dintre cea a cîmpului învîrtitor şi un punct fix din spaţiu va fi:

$$n = n_0 - n_c, \tag{8}$$

iar frecvenţa tensiunii la colector este dată de relaţia:

$$f = \frac{pn}{60} = \frac{p(n_0 - n_c)}{60}. \tag{9}$$

Aşa cum rezultă din relaţia (9), se pot obţine frecvenţe foarte mici, iar valoarea frecvenţei cît şi sensul succesiunii fazelor se poate modifica în funcţie de viteza de rotaţie a convertizorului de frecvenţă fără stator.

Se observă de asemenea că dacă $n_0 = n_c$, frecvenţa tensiunii dintre perii la colector este nulă deci tensiunea este continuă.

Varianta I [4]. Maşina asincronă *16* supusă încercării se cuplează mecanic cu altă maşină asincronă *17* cu rotor bobinat. Bobinajele statorice ale ambelor maşini se conectează la aceeaşi reţea *6* după ce s-a avut în vedere ca succesiunea conexiunilor să fie astfel încît să aibă acelaşi sens de rotaţie.

Bobinajul rotoric al maşinii auxiliare *17* se conectează la colectorul convertizorului de frecvenţă. Maşinile *16* şi *17* fiind în turaţie, iar convertizorul de frecvenţă alimentat la inele se reglează viteza de rotaţie a convertizorului de la valoarea sincronă într-un sens sau altul în limite foarte mici. Se obţine un sistem trifazat de tensiuni de frecvenţă foarte mică care determină apariţia în bobinajul rotoric al maşinii *17* a trei curenţi. Aceştia crează un cîmp învîrtitor cu o viteză de rotaţie foarte mică în raport cu viteza de rotaţie a rotorului.

Întrucît trebuie să se respecte relaţia:

$$n_0 = n_r + n, \tag{10}$$

unde:

n_0 este viteza cîmpului învîrtitor al statorului;

n_r — viteza de rotaţie a rotorului;

n — viteza de rotaţie a cîmpului învîrtitor al rotorului maşinii,

viteza de rotaţie a rotorului maşinii *17* şi o dată cu ea a maşinii de încercat *16* se micşorează sau creşte în funcţie de sensul de rotaţie al cîmpului învîrtitor rotoric în raport cu sensul de rotaţie al rotorului maşinii *17*. Maşina de încercat *16* se încarcă în regimul şi la parametrii doriţi, de la reţea absorbindu-se o putere mică care într-un regim bine ales trebuie să acopere numai pierderile în maşinile *16* şi *17*. Rezultă deci că, pot fi încercate maşini cu putere mult mai mare decît a reţelei de alimentare. Avînd în vedere faptul că şi maşina auxiliară poate face parte din producţia curentă rezultă economicitatea metodei atît sub aspectul investiţiilor cît şi al consumului de energie.

Varianta II. Sînt situaţii cînd nu se dispune de o maşină asincronă cu rotor bobinat cu parametri corespunzători, ci de una asincronă cu rotorul în scurtcircuit sau sincronă.

Pentru încărcare, maşina de încercat *8* se cuplează cu maşina asincronă sau sincronă de putere şi turaţie corespunzătoare *9*, circuitul său statoric se conectează la o reţea de frecventă tensiune şi putere corespunzătoare, iar circuitul statoric al maşinii auxiliare *9* se conectează la reţeaua de debitare *7* la care este conectată maşina cu rotor bobinat *2* a standului. Aceasta are circuitul rotoric alimentat de la colectorul convertizorului de frecvenţă, care fiind antrenat corespunzător, debitează un sistem trifazat de tensiuni de frecvenţă foarte mică. Pe rotorul maşinii *2* se produce un cîmp învîrtitor cu viteza de rotaţie mică.

Rotorul fiind antrenat, în bobinajul statoric se va induce un sistem trifazat de tensiuni, de frecvenţă mai mică sau mai mare de 50 Hz în funcţie de sensul cîmpului învîrtitor rotoric precum şi de viteza sa de rotaţie. Maşina cu rotor bobinat a standului capătă astfel o nouă funcţie, aceea de sursă a unui sistem trifazat

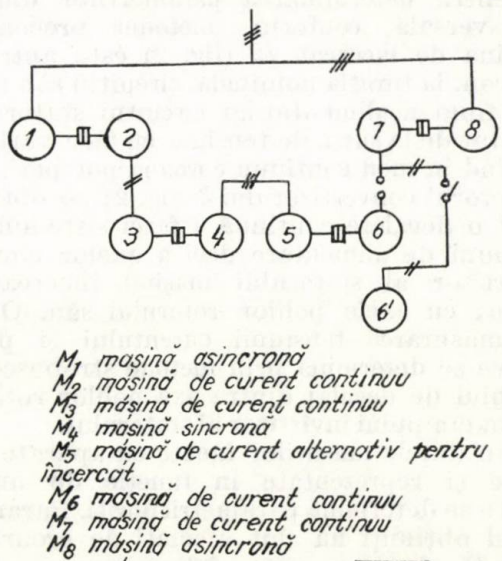


Fig. 3. Schema monofilară a standului convenţional pentru încercarea maşinilor electrice care utilizează maşini de curent continuu.

de tensiuni cu frecvenţa variabilă. Maşina auxiliară *9* va fi alimentată cu un sistem trifazat de tensiuni de frecvenţă corespunzătoare astfel încît maşina de încercat să se încarce la parametri doriţi.

Alte aplicaţii ale regimului de lucru ca grup sincron cu fază variabilă derivă din posibilitatea acestuia de a funcţiona în paralel cu o reţea sincronă, injectînd sau absorbind energie din aceasta în mod controlat.

Pentru a pune în evidenţă avantajele economice şi funcţionale ale unui stand de probe conceput pe principiile prezentate mai sus, în figura 3 se indică schema monofilară a unui stand de probe clasic. În primul rînd se remarcă numărul mare de maşini ce intră în componenţa standului şi care trebuie să fie de putere mai mare sau practic egală cu o maşină de încercat. De asemenea, o mare parte din aceste maşini sînt de curent continuu, costisitoare şi pretenţioase în exploatare.

Din punctul de vedere al bilanţului energetic, datorită numărului mare de maşini, randamentul global al sistemului este redus.

Întrucît în componenţa sa intră maşini de curent continuu nu se poate obţine sistem trifazat de tensiuni cu fază variabilă.

Concluzii

— Dacă se aplică unei înfăşurări m — fazate un sistem de m curenţi continui care satisfac o relaţie de tipul relaţiei (1) extinsă la m faze, se produce un cîmp magnetic cu distribuţie spaţială şi amplitudine constantă, distribuţia sa spaţială putînd fi continuu şi controlat deplasabilă.

— Sistemul de curenţi continui se obţine de la un convertizor de frecvenţă fără stator prin rotirea coroanei portperii de la colector, cînd convertizorul este antrenat sincron cu o viteză de rotaţie egală şi de sens opus celei a cîmpului învîrtitor şi alimentat la inele cu un sistem trifazat de tensiuni cu faza constantă.

— Standul pentru încercarea maşinilor electrice avînd ca sursă un sistem trifazat de tensiuni cu fază continuu şi controlat variabilă, prezintă funcţiuni noi, economicitate sub aspectul investiţiilor şi consumului de energie şi exploatare comodă.

— Obţinerea în mod economic şi comod, conform celor arătate mai sus, a unui sistem trifazat de tensiuni cu faza continuu şi controlat variabilă va putea permite apariţia unor noi domenii de dezvoltare ale acţionărilor şi automatizărilor electrice.

— Obţinerea cîmpului cu distribuţie spaţială deplasabilă permite realizarea de grupuri sincrone (maşinile 1, 2, fig. 2) care să funcţioneze în paralel şi la care sarcina activă pe grup să fie reglată în mod voit.

— Aplicaţiile prezentate la pct. 3 au fost experimentate la Uzina „Electroputere" — Craiova obţinîndu-se rezultatele preconizate.

Bibliografie

[1] *Timotin, A.* ş.a., Bazele electrotehnicii. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1970.
[2] Manualul inginerului electrician. Vol II. Bucureşti, Editura tehnică, 1956.
[3] *Drăgănescu, O. Gh., Galbenu, Gh.* şi *Cîmpeanu, A.*, Metode noi utilizate la încercarea maşinilor electrice. Institutul de documentare tehnică, Bucureşti, 1966.
[4] *Drăgănescu, O. Gh.*, Metodă pentru încărcarea în sarcină a maşinilor asincrone. Brevet invenţie nr. 43682/27.01. 1965.

Intrat în redacţie la 12. VIII. 1970

Două noi tipuri de maşini sincrone fără contacte, cu excitaţie prin inducţie şi redresare

RĂZVAN MĂGUREANU* — Bucureşti

CZ 621.313.322.045.34:621.314.53

Maşinile sincrone fără contacte au avut în ultimii zece ani o dezvoltare deosebită, dezvoltare direct legată de progresele în tehnologia semiconductoarelor comandate. Astăzi, generatoare de foarte mare putere (pînă la 270 MW) şi motoare sincrone pînă la 3 000 kW utilizează frecvent excitatoare de curent alternativ [1], [2] sau transformatoare rotative [3], care asigură direct, fără contacte mobile, printr-un sistem de punte comandată excitaţia maşinii respective.

Avantajele unor asemenea soluţii sînt evidente, în afara faptului că excitatoarea de curent continuu este înlocuită de un alternor sincron plus un sistem de redresare, performanţele electromagnetice sînt identice şi este de sperat că aceste maşini vor înlocui complet toate celelalte convertoare electromagnetice sincrone clasice. Deja pe plan mondial 45% din puterea totală a motoarelor sincrone construite în 1970 a fost realizată pe maşini fără contacte, iar comenzile pentru următorii doi ani va majora această cifră la 60 % [2]. Aproximativ la aceleaşi preţuri de cost cu soluţiile clasice, maşinile fără contacte utilizează instalaţii de comandă mai simple, elimină sistemul perie colector, sistem uzabil în exploatare, care cere o întreţinere permanentă şi care poate conduce la o funcţionare periculoasă, mai ales în medii

* Dr. ing. *R. Măgureanu* este şef de lucrări la Institutul Politehnic Bucureşti.

explosive. Toate aceste argumente pledează în mod convingător pentru mașinile fără contacte, justificînd introducerea lor pe scară industrială.

Acționări moderne în tehnica calculatoarelor, industriei chimice, textile, instalațiilor militare utilizează tot mai des motoare sincrone alimentate, fie la frecvență constantă, rețeaua industrială de curent alternativ, fie la frecvență variabilă — prin onduloare cu tiristoare. În toate aceste aplicații se folosesc în special motoare pînă la 100 kW, cel mai adesea reactive sau cu magneți permanenți, ambele soluții prezentînd avantaje și dezavantaje cunoscute. Dacă la puteri peste 1 kW mașinile cu magneți permanenți conduc la prețuri de cost adesea prohibitive limitînd folosirea lor la aplicații speciale, motoarele reactive, chiar cu toate îmbunătățirile aduse în ultimii ani [4], [5], rămîn în domeniul performanțelor electromecanice în urma mașinilor cu excitație și numai prețul lor relativ scăzut, simplitatea constructivă și siguranța mărită în exploatare explică larga lor utilizare. Sub 1 kW motoarele sincrone cu magneți permanenți, histerezis sau reactive își împart astăzi în mod exclusiv domeniul, deși și aici, așa cum vom demonstra, performanțele electromecanice și economice ale unei mașini cu excitație pot fi net superioare.

Mașinile reactive cele mai des utilizate în acest domeniu (0÷100 kW) și față de care vom compara noile soluții propuse, chiar pentru realizări recente [4], [5], rămîn deficitare fie în domeniul cuplurilor sincronizante, fie în ce privește dimensiunile globale, curentul de magnetizare, factorul de putere și randament. Cele mai noi construcții au puteri cu 20 — 25 % mai mici decît mașinile asincrone de aceleași dimensiuni, au factori de putere și randamente între 70 și 80 % (la 3—4 kW) și au un curent de magnetizare relativ important. Dacă pentru aplicații uzuale, la alimentarea din rețeaua industrială aceste deficiențe mai pot fi acceptate, pentru aplicații moderne în tehnica aerospațială, la acționări la frecvență variabilă prin onduloare cu tiristoare (ondulatorul se dimensionează la puterea aparentă), eliminarea măcar în parte a unora dintre aceste neajunsuri ar fi mai mult decît binevenite. Soluțiile prezentate în articolul de față sînt tocmai îndreptate spre acest deziderat și au izvorît din cerințe reale ale industriei, iar primele modele realizate de autor în colaborarea cu Dr. B. J. Chalmers de la Universitatea din Manchester, Institute of Science and Technology, au dat rezultate îmbucurătoare trezind interesul cercurilor britanice de specialitate. Ideea a fost de a se utiliza unele efecte considerate nocive în funcționarea mașinilor electrice pentru a produce t.e.m. necesare excitației, armonicile tensiunii de alimentare și de dantură, armonici pe care în general constructorii fac tot posibilul să le minimalizeze. Aceste tensiuni electromotoare sînt redresate prin semiconductoare montate chiar pe rotor, obținîndu-se astfel o mașină sincronă fără contacte, fără excitatoare separată, dar cu o înfășurare de excitație parcursă de un curent continuu redresat [6]. Astfel de încercări de a se utiliza armonici de cîmp au mai apărut în literatură, însă rezultatele de pînă acum nu au justificat răspîndirea lor prea largă. Dintre acestea trebuie amintită utilizarea armonicii a treia de cîmp generată de anizotropia magnetică a mașinilor sincrone cu poli aparenți, la care t.e.m. necesară excitației este culeasă pe o înfășurare specială dispusă pe stator, redresată și trimisă prin inele spre rotor [7], [8]. O asemenea soluție pierde însă avantajele mașinii fără contacte și din această cauză utilizarea ei a fost destul de limitată.

O altă soluție, propusă de cercetătorii japonezi [9], a fost aceea a folosirii secvenței inverse de cîmp ce apare la un generator sincron monofazat. Și aici, domeniul limitat de utilizare al generatoarelor monofazate, precum și forma tensiunii produsă, foarte bogată în armonici nu a asigurat un succes industrial metodei.

Recent, un nou prototip de mașină fără contacte a fost prezentată în literatura britanică [10], model care utilizează pentru excitație armonici ale cîmpului din întrefier artificial create de o înfășurare statorică trifazată suplimentară cu un număr multiplu par de perechi de poli față de cel al înfășurării statorice principale. (Exemplu 4 față de 2, 8 față de 4 etc.). Pe rotor există două înfășurări, una principală, de excitație, cu același număr de poli cu al înfășurării principale statorice, și o a doua cu același număr de poli cu al înfășurării statorice auxiliare și care servește la producerea t.e.m. și curentului necesar excitației, curent redresat de o punte montată pe rotor. Soluția are aplicații potențiale în domeniul generatoarelor de mică sau medie putere, unde eliminarea excitatoarei este un avantaj important (conduce totuși la dimensiuni globale ale generatorului propriuzis cu 15 % — 18 % mai mari, la aceeași putere, față de o mașină clasică), este însă complet neutilizabilă pentru motoare unde problemele ridicate de pornire cu mare dificultate pot fi depășite.

Soluțiile propuse în acest articol vin să elimine aceste dezavantaje. Mașinile realizate sînt fără contacte, nu cer înfășurări statorice speciale, utilizează fenomene naturale ce apar în mașinile electrice (fenomene considerate pînă astăzi doar generatoare de pierderi suplimentare), nu ridică probleme de pornire, sînt simple constructiv, de un preț modest, iar caracteristicile electromecanice net superioare față de motoarele reactive, motoare cu care vor intra direct în competiție. Rezultatele de pînă acum permit aceste afirmații optimiste, iar caracteristicile

experimentale care vor fi prezentate vor justifica speranțele în larga lor utilizare pe scară industrială.

Bazele teoretice ale metodei

La alimentarea unei armături statorice trifazate cu o tensiune nesinusoidală trifazată simetrică de forma :

$$u(t) = \sum_{k=-n}^{n} U_k \sin (k\omega t - \varphi_{1k}), \qquad (1)$$

inducția magnetică din întrefier funcție de timp, într-un punct oarecare α, sub forma ei cea mai generală poate fi scrisă ca o sumă dublă de tipul [11] :

$$B(\alpha, t) = \sum_{k=-n}^{n} \sum_{l=-m}^{m} B_{kl} \cos (k\omega t - lp\alpha - \varphi_{2kl}) \qquad (2)$$

unde k este ordinul armonicelor de timp ale tensiunii de alimentare $u(t)$, fiind orice număr întreg sau fracționar între $-n$ și n ; n ordinul maxim al armonicei de timp luate în considerație în descompunere în serie Fourier ; l — — ordinul armonicelor de spațiu, orice număr întreg sau fracționar între $-m$ și m ; m — ordinul maxim al armonicii de spațiu luată în considerație în descompunere în serie Fourier ; p — numărul de perechi de poli ; ω — pulsația armonicei principale de tensiune ; φ_{2kl} — unghiul de defazare al curentului de magnetizare pentru fiecare armonică în parte.

Această sumă de cîmpuri magnetice învîrtitoare dă în raport cu o înfășurare oarecare dispusă pe rotor un flux pulsator care induce în această armătură o t.e.m. ce depinde de viteza de rotație a mașinii respective. La sincronism, după cum se știe, armonica principală a cîmpului învîrtitor nu induce nici o t.e.m. în această înfășurare, tensiuni electromotoare inducînd numai armonicele generate de tensiunea de alimentare nesinusoidală și de armonicele de spațiu.

Sub forma generală pentru sincronism această t.e.m. se poate scrie :

$$e(t) = \sum_{k=-n}^{p} \sum_{l=-m}^{m} E_{kl} \sin [(k - l)\ \omega t - \varphi_{kl}], \qquad (3)$$

unde φ_{kl} este un unghi general de defazaj în timp datorat atît reactanțelor statorice, reacției indusului cît și poziției în spațiu a înfășurării de referință. Termenul E_{kl} poate fi scris sub forma

$$E_{kl} = (k - l)\ .\ w_2\ k_{w2}\ \Phi_{kl\max} \qquad (4)$$

și depinde de ordinul t.e.m. induse, $k-l$, de valoarea maximă a fluxului corespunzător acestei armonici $\Phi_{kl\max}$, de numărul de spire al înfășurării rotorice w_2 și de factorul de înfășurare kw_2, funcție la rîndul lui de coeficienții de scurtare și repartizare respectivi.

Din inspectarea relațiilor (3) și (4) se vede că pentru producerea tensiunii electromotoare este necesară existența, fie a armonicelor de timp în tensiunea de alimentare , $k \neq 1$, fie a armonicelor de spațiu $l \neq 1$, fie a amîndorura în așa fel ca diferența $k - l \neq 0$. O a doua problemă, pentru t.e.m. generate de armonicele de cîmp este alegerea corespunzătoare a pasului înfășurării rotorice suplimentare, tradus în relația (4) prin factorul de înfășurare kw_2, în așa fel ca acest coeficient să fie diferit de zero.

Armonicele de tensiune , $k \neq 1$ pot fi generate fie direct de la o sursă de alimentare nesinusoidală, fie prin suprapunerea peste tensiunea de alimentare a unei tensiuni de frecvență diferită. Armonicele de spațiu, $l \neq 1$ pot fi generate fie de înfășurarea principală (dar în general sînt foarte reduse), fie de o înfășurare suplimentară dispusă în aceleași crestături statorice, de un număr de poli multiplu par al înfășurării principale (pentru evitarea unui cuplaj mutual între cele două sisteme de armături) [10]. Același efect poate fi obținut utilizînd armonicele generate de anizotropia magnetică a circuitului statoric (poli aparenți, armonice de dantură etc.), înfășurarea statorică avînd un pas polar corespunzător [6].

Atenția noastră a fost concentrată asupra utilizării unor armonice (care există în mașină) și care nu necesită mijloace suplimentare pentru producerea lor. Astfel pentru obținerea armonicelor de timp s-a utilizat tensiunea nesinusoidală a ondulatoarelor cu tiristoare. Această tensiune, fie sub forma unor trepte, fie sub forma unor pulsuri modulate, are un bogat conținut de armonice [12], armonice care în mod curent înrăutățesc funcționarea mașinii. Aceste tensiuni vor induce tensiuni electromotoare chiar în înfășurarea de excitație a mașinii, care redresate în monoalternanță vor asigura componenta de curent continuu suficientă pentru excitare.

Pentru mașinile alimentate de la surse de tensiune sinusoidală, s-a propus o altă soluție [6], și anume utilizarea armonicelor de dantură. Se știe că datorită neuniformității întrefierului, în special la mașinile cu crestături deschise, cîmpul nu mai variază sinusoidal ci este puternic modulat (uneori chiar pînă la 70 %) de prezența acestei variații periodice a reluctanței. Dacă în mod obișnuit aceste armonice conduc la apariția pierderilor de suprafață, a unui zgomot deranjat și a unor cupluri parazite, de această dată ele vor conduce la un efect util, producerea curentului necesar excitației.

Încercările pentru acest model sînt în curs și primele date obținute permit aceste afirmații optimiste, urmînd ca într-un articol viitor rezultatele să fie prezentate în detaliu.

Mașini sincrone utilizînd pentru excitație armonicele de timp ale tensiunii de alimentare

Acționările cu frecvență variabilă sînt alimentate cel mai adesea prin onduloare cu tiristoare a căror tensiune după cum se știe nu este sinusoidală, forma ei depinzînd de tipul invertorului ales [12] (fig. 1 a, 1 b).

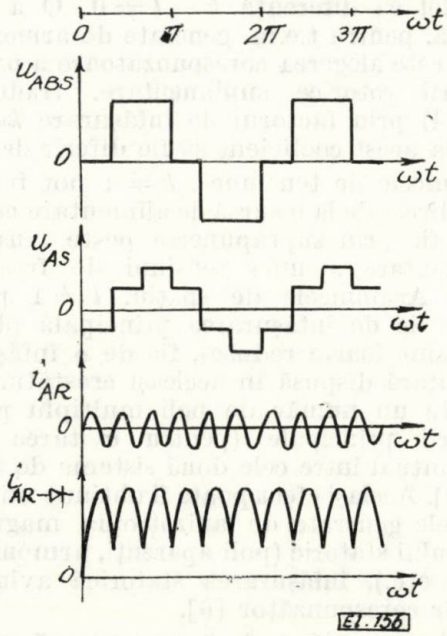


Fig. 1. Variația în timp a tensiunilor și curenților la o mașină de curent alternativ alimentată de la un ondulor standard cu tiristoare :

a) tensiunea de linie ; *b*) tensiunea de fază ; *c*) curentul într-o înfășurare rotorică scurtcircuitată, cînd mașina funcționează la sincronism ; *d*) curentul într-o înfășurare rotorică închisă printr-o diodă cînd mașina funcționează la sincronism.

În înfășurarea de excitație a unei mașini polifazate (fără armonice de cîmp, $l = 1$), alimentată de la un ondulor cu tiristoare, funcționînd la sincronism, se induc tensiuni electromotoare de forma :

$$e(t) = \sum_{k=-n}^{n} E_k \sin [(k-1)\omega t - \varphi_k] \qquad (5)$$

$$E_k = (k-1)\, w_2 k_2\, \Phi_{k\max}. \qquad (6)$$

Rezultă astfel că se induce în înfășurarea rotorică o t.e.m. alternativă de frecvență ridicată care în mod obișnuit conduce la apariția în această înfășurare a unor curenți de amplitudine relativ redusă, limitați de reactanțele ridicate ale mașinii (figura 1, c). Dacă în serie cu această înfășurare s-ar introduce un element redresor (fig. 2 a), curentul obținut nu ar mai fi alternativ ci redresat în monoalternanță. Datorită faptului că pentru aceste armonice ridicate reactanțele rotorice sînt importante, redresorul

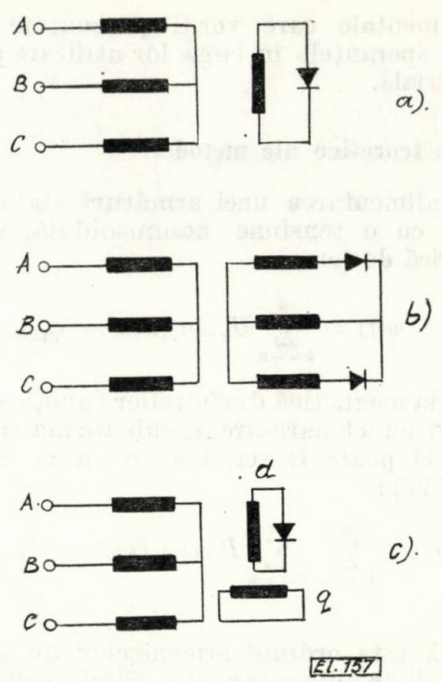


Fig. 2. Schema de principiu a mașinii sincrone utilizînd pentru excitație armonici de tensiune :

a) cu o singură înfășurare de excitație ; *b*) cu trei înfășurări de excitație ; *c*) cu o înfășurare de excitație și o înfășurare de pornire în cuadratură.

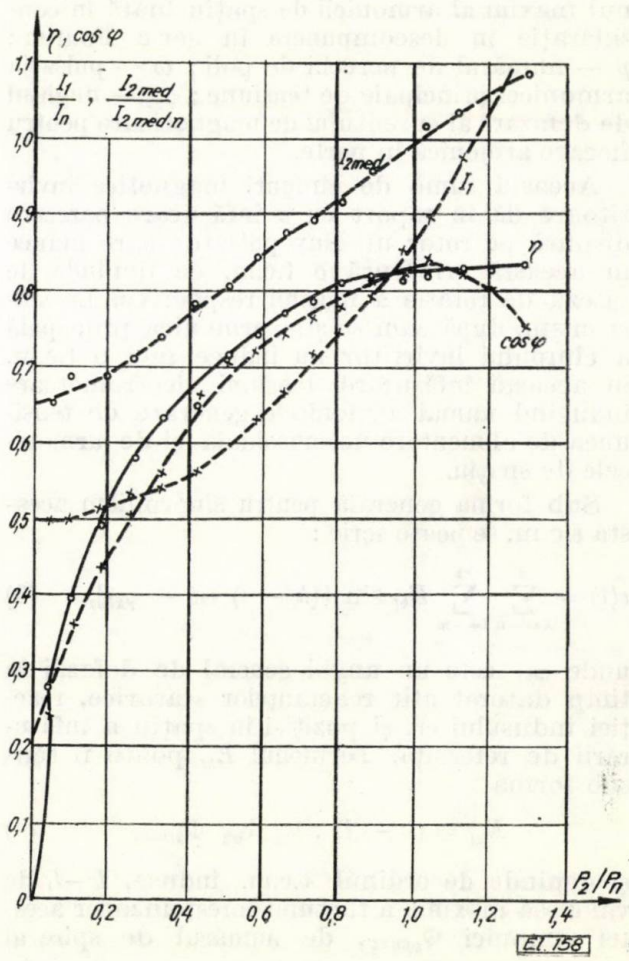


Fig. 3. Caracteristicile mașinii sincrone de 5kW cu excitație prin inducție și redresare :

I_1, $I_{2\,med}$, cos φ, η funcție de P_2.

practic nu se mai stinge, iar componenta de curent continuu are o valoare preponderentă (fig. 1 d). Datorită acestei componente importante de curent continuu reacţia indusului este redusă şi valoarea curentului redresat este mult mai mare decît a celui neredresat (comparativ fig. 1 c cu fig. 1 d), devenind suficientă pentru excitarea corespunzătoare a maşinii.

O astfel de maşină a fost realizată în două variante : cu o înfăşurare monofazată şi alta cu o înfăşurare rotorică trifazată.

Prima maşină studiată a generat dintr-o maşină asincronă trifazată, cu inele de 5 kW la care s-a mărit la dublu întrefierul, realizînd parametrii unei maşini sincrone ($U_n = 250$ V, $I_{1n} = 20$ A, $n_n = 1\,500$ rot/min, $M_n = 32$ Nm) (figura 2, b).

La funcţionarea la viteza nominală (50 Hz) caracteristicile obţinute sînt prezentate în figura 3.

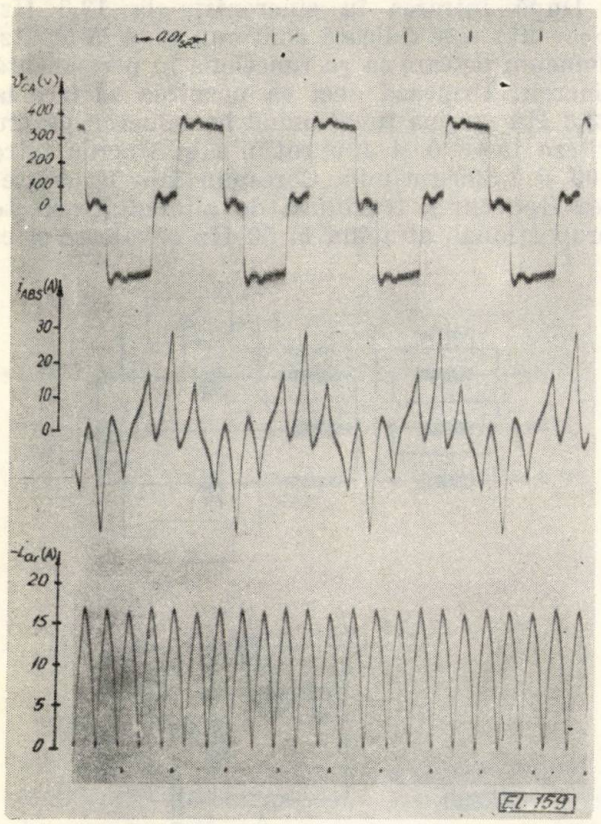


Fig. 4. Oscilograma tensiunilor şi curenţilor la maşina încercată pentru cuplu de sarcină zero :
a) baza de timp ; *b*) tensiunea pe fază ; *c*) curentul statoric ; *d*) curentul rotoric

Se observă că maşina funcţionează la sarcină nominală (valorile nominale considerate — cele ale maşinii asincrone înainte de transformare) cu randamente şi factori de putere apropiaţi de 0,85 (factorul de putere definit ca raportul dintre puterea activă absorbită şi puterea totală), net superioare motoarelor reactive în care se face comparaţia. De asemenea, trebuie remarcat că la aceeaşi putere dimensiunile maşinii sînt cu aproximaţie 20% mai scăzute decît cele ale motorului reactiv echivalent.

O caracteristică interesantă este faptul că valoarea medie a curentului pulsator din circuitul rotoric nu rămîne constant cu sarcina, aşa cum era de aşteptat ci are o variaţie între 0,6 şi 1,05 din curentul nominal. Acest lucru nu poate fi explicat prin analiza armonică, dar o analiză numerică utilizînd ecuaţiile lui Park, pe un calculator ICL 1904 a condus la rezultate identice, rezultate ce vor fi prezentate într-un articol viitor. O explicaţie, directă, fizică, constă în faptul că t.e.m. produse în înfăşurarea rotorică depinde de poziţia ei instantanee faţă de cîmpul rezultant în momentul saltului treaptă al tensiunii de alimentare, deci funcţie de unghiul intern echivalent şi implicit de încărcare. De altfel, din oscilogramele din figurile 4 şi 5 pentru gol şi cuplul de răsturnare

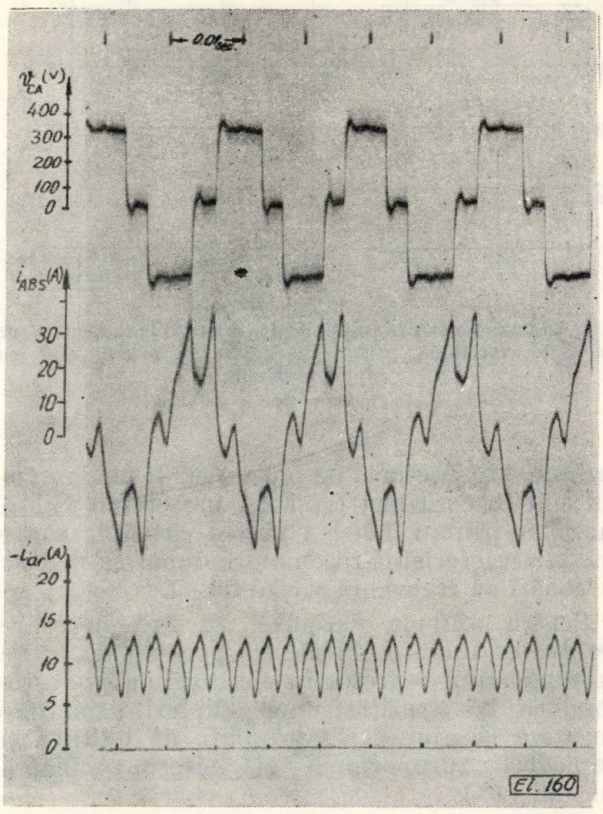


Fig. 5. Oscilograma tensiunilor şi curenţilor pentru o sarcină egală cu cuplul maxim, 42 Nm :
a) timpul ; *b*) tensiunea pe fază ; *c*) curentul statoric ; *d*) curentul rotoric.

se observă că valoarea maximă a curentului de excitaţie rămîne constantă şi variază numai valoarea sa medie. Acest fenomen este deosebit de favorabil asigurînd maşinii un curent de excitaţie care creşte cu creşterea sarcinii conducînd implicit la un factor de putere şi un cuplu de răsturnare mărit.

În figura 6 au fost prezentate caracteristicile maşinii funcţionînd la un cuplu rezistent nominal, 32 Nm pentru o bandă de frecvenţe

de la 13,3 ÷ 50 Hz cu un raport constant tensiune/ frecvență. Se poate remarca variația relativ redusă a curenților statorici și rotorici, variație oricum în sens pozitiv de scădere a curentului statoric și creștere a celui rotoric. Ca

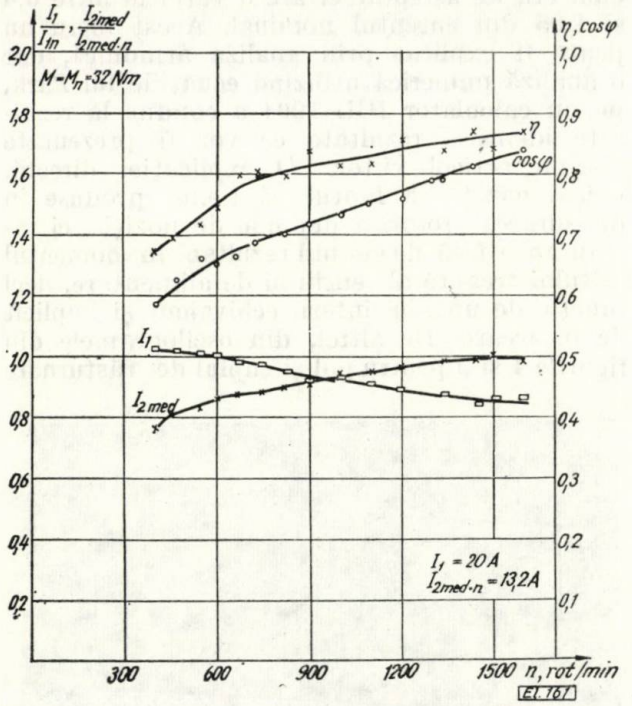


Fig. 6. Caracteristicile mașinii de 5 kW la acționări de frecvență variabilă, pentru un cuplu de sarcină egal cu cuplul nominal:
I_1, I_{2med}, η, cos φ, funcție de viteză.

urmare, atît factorul de putere cît și randamentul sînt în continuă creștere, prezentînd valori maxime pentru 50 Hz și, în general, toate aceste caracteristici recomandînd mașina pentru acționări cu frecvență variabilă.

Pentru ambele variante au fost necesare rezolvarea unor probleme de pornire, deoarece prezența unui redresor în circuitul de excitație conduce la apariția unor cupluri asincrone negative la alunecări apropiate de unitate și împiedică autopornirea și autosincronizarea mașinii [13].

Pentru a se realiza pornirea în asincron s-a conceput un sistem care pentru alunecări între 1 și 0,05 să asigure scurtcircuitarea celor trei faze, iar între 0,05 și sincronism, elementele de scurtcircuitare să lucreze ca niște elemente redresoare. Acest sistem a fost realizat cu ajutorul a două triacuri comandate printr-un filtru tensiune-frecvență de forma celui din figurile 7a și 7 b. După cum se știe, la asemenea puteri mașina asincronă alimentată la un ondulor cu tiristoare are rezistența rotorică scăzută și este proiectată să pornească la frecvența minimă de lucru a invertorului. Astfel, invertorul utilizat Borg-Warnard are un domeniu de frecvențe de la 13,3 — 180 Hz și pornirile se realizează pe valoarea minimă.

Pentru alternanța pozitivă dioda D (fig. 7 b) asigură aprinderea triacului T, întreg ansamblul pentru această polaritate lucrînd ca o diodă comună. Pentru polaritatea inversă filtrul RC și dioda Zenner asigură aprinderea triacului doar la frecvențe scăzute, corespunzătoare frecvenței de alunecare. Datorită constantei mari de timp a circuitului RC, la sincronism cînd tensiunea electromotoare indusă este de frecvență ridicată, tensiunea la bornele capacității C este mai scăzută decît pragul diodei Zenner și pentru această polaritate triacul nu conduce. Același lucru este valabil și pentru alunecări foarte mici cînd t.e.m. indusă de armonica fundamentală este foarte redusă și valoarea ei maximă nu depășește valoarea de lucru a diodei Zenner.

După intrarea în sincronism la 13,3 Hz, frecvența este ridicată continuu pînă la 50 Hz, domeniu pe care ea va funcționa în permanență sincron. Urmează deci că pornirea se face la 13,3 Hz mașina funcționînd în asincron pentru viteze între 0 și 400 rot/min și sincron între 400 și 1 500 rot/min. Corespunzător cu creșterea frecvenței, tensiunea de alimentare crește proporțional, atingînd la 50 Hz o valoare efec-

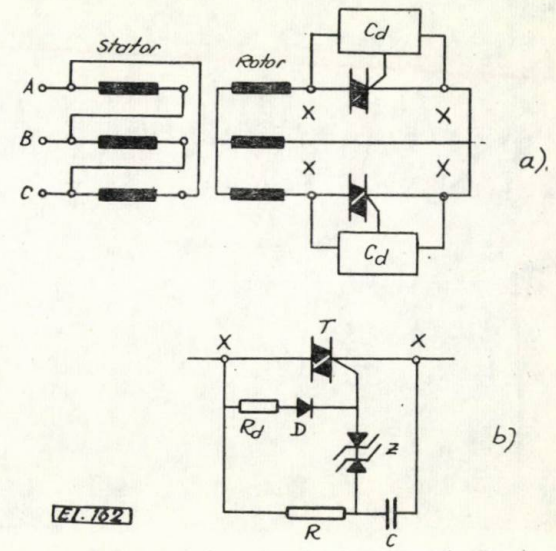


Fig. 7. Sistemul de pornire utilizînd triacuri:
a) schema de principiu; b) schema de comandă.

tivă de 250 V. (Variația tensiunii și a cuplului maxim cu frecvența s-au prezentat în figura 8).

Soluția a doua cu o singură înfășurare de excitație a fost gîndită pentru mașini mici, sub 1 kW, care să combine efectul reluctanței variabile nu cel al excitației. Mașina utilizată a fost o mașină sincronă reactivă standard de 325 W, 1 500 rot/min, al cărui rotor a fost modificat prin construcția unei înfășurări de excitație închisă printr-un triac sau chiar o simplă diodă

(vezi figura 7, figurile 2 a, 2 c și 9). O înfășurarea suplimentară de tipul unei colivii de pornire a fost astfel realizată încît să reprezinte o înfășurare în scurtcircuit pe axa q. La pornire

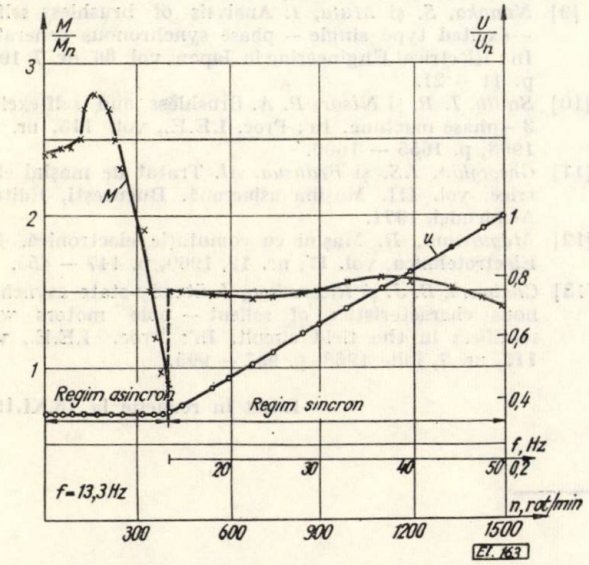


Fig. 8. Caracteristica de pornire și cuplul maxim la variația frecvenței de alimentare, U/f = constant.

(50 Hz sau orice altă frecvență) ambele înfășurări sînt scurtcircuitate asigurînd un cuplu asincron normal.

Deoarece aceste înfășurări sînt decalate în spațiu la 90° ele nu interacționează și respectivii curenți din axa d nu sînt amortizați de înfășurarea de pe axa q.

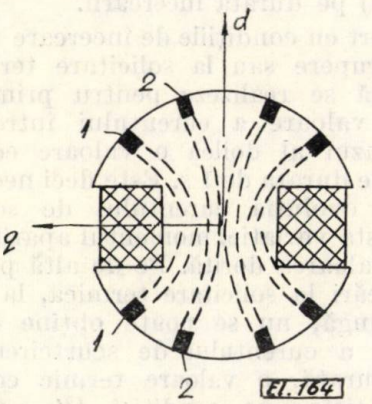


Fig. 9. Rotorul mașinii sincrone cu reluctanță variabilă și excitație prin inducție și redresare.

În figura 10 au fost prezentate comparativ caracteristicile mașinii înainte de modificare și după. Se observă că puterea la arbore a fost practic dublată, iar randamentul și factorii de putere au fost sensibil majorați (cu 20 ÷ 30%). Performanțele de pornire au fost aproximativ identice în cazul utilizării triacului și ceva mai scăzute, dar acceptabile, la utilizarea unei simple diode.

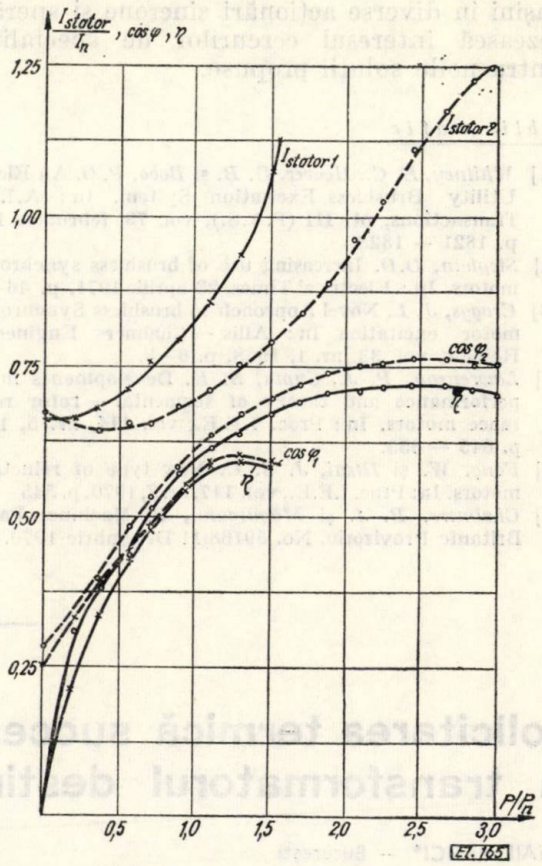


Fig. 10. Caracteristicile mașinii sincrone cu reluctanța variabilă și excitație comparate cu ale mașinii standard nemodificate $I_{stator\ 1,2}$, $\cos\varphi_{1,2}$, $\eta_{1,2}$.

Concluzii

Noile mașini prezentate utilizează pentru excitație armonicele de tensiune și de dantură, fenomene considerate pînă ieri negative în mașinile electrice, producătoare de pierderi suplimentare și cupluri parazite.

Din analiza caracteristicilor celor două variante se observă performanțele extrem de favorabile ale acestor noi tipuri de mașini sincrone utilizabile în acționările de frecvență variabilă. Ele pot fi folosite , acolo unde alimentarea se face printr-un ondulor cu tiristoare și autorul speră să le utilizeze cu succes și în cazul cicloconvertelor.

Comparativ cu celelalte mașini sincrone fără contacte, soluția este mai ieftină decît cea utilizînd magneți permanenți sau histerzis și cu parametrii energetici superiori față de motorul cu reluctanță.

Încercările preliminare realizate pe motoare utilizînd pentru excitație armonici de dantură au dus de asemenea la rezultate pozitive, rezultatele nefiind în fază finală nu au putut fi prezentate în acest articol.

Autorul își exprimă convingerea utilizării în viitor pe scară industrială a acestor noi

maşini în diverse acţionări sincrone şi speră să trezească interesul cercurilor de specialitate pentru noile soluţii propuse.

Bibliografie

[1] *Whitney, E. C., Hoover, D. B.* şi *Bobo, P. O.* An Electric Utility Brushless Excitation System. In: A.I.E.E. Transactions, pt. III (P.A.S.), vol. **79**, februarie 1960, p. 1821 — 1828.

[2] *Stephan, D.D.* Increasing use of brushless synchronous motors. In: Electrical Times, 23 aprilie 1971, p. 46—50.

[3] *Craggs, J. L.* Novel Approach to brushless Synchronous motor excitation In: Allis — Chalmers Engineering Review, vol. 33, nr. 1, 1968, p. 6—8.

[4] *Lawrenson, P. J., Gupta, S. K.* Developments in the performance and theory of segmental — rotor reluctance motors. In: Proc. I.E.E., vol. **114**, nr. 5, 1967, p. 645 — 653.

[5] *Fong, W.* şi *Htsui, J. S. C.* New type of reluctance motors. In: Proc. I.E.E., vol. **117**, nr. 3, 1970, p. 545—551.

[6] *Chalmers, B. J.* şi *Măgureanu, R.* Machine. Patent Britanic Provizoriu, No. 59168/11 Decembrie 1970.

[7] *Roche, L. R.* A harmonic excitation systems for turbine generators. In: A.I.E.E., pt. III (P.A.S.), vol. **81**, iunie 1962, p. 105 — 109.

[8] *Antonov, M. V.* Ispolizovanie tretiei garmonichi dlia vozbujdenia sinhronih generator. In: Izv. Elektromehanika, nr. 3, 1965, p. 300 — 305.

[9] *Nonaka, S.* şi *Muta, I.* Analysis of brushless self — —excited type single — phase synchronous generator. In: Electrical Engineering in Japan, vol. **86**, nr. 7, 1966, p. 11 — 21.

[10] *Smith, I. R.* şi *Nisar, P. A.* Brushless and self-excited 3—phase machine. In: Proc. I.E.E., vol. **115**, nr. 11, 1968, p. 1655 — 1660.

[11] *Gheorghiu, I.S.* şi *Fransua, Al.* Tratat de maşini electrice, vol. III. Maşina asincronă. Bucureşti, Editura Academiei, 1971.

[12] *Măgureanu, R.* Maşini cu comutaţie electronică. In: Electrotehnica, vol. **17**, nr. 12, 1969, p. 447 — 455.

[13] *Chalmers, B. J.* şi *Richardson, J.* Steady-state asynchronous characteristics of salient — pole motors with rectifiers in the field circuit. In: Proc. I.E.E., vol. **115**, nr. 7, iulie 1968, p. 987 — 995.

Intrat în redacţie la 15.XI.1971

Solicitarea termică succesivă a înfăşurărilor la transformatorul destinat încercărilor de scurtcircuit

MIHAIL PESICI* — Bucureşti

CZ 621.314.224.017.7.001.25

Industria electrotehnică constructoare de aparataj de comutaţie, utilizează în mod curent instalaţii speciale de încercări, pentru verificarea capacităţii de rupere şi a solicitărilor termice şi dinamice ale întrerupătoarelor de protecţie. Determinarea solicitărilor termice şi dinamice se efectuează şi asupra echipamentului electric în general. O astfel de instalaţie destinată încercărilor de scurtcircuit, este alimentată de către o sursă de energie — fie reţeaua de distribuţie, fie un grup generator special — iar unul din utilajele de bază ale acestei instalaţii îl constituie transformatorul special urcător sau coborîtor de tensiune. În scopul de a obţine în cursul încercărilor curenţi de valori foarte ridicate este necesar ca tensiunea de scurtcircuit a acestui transformator să fie cît mai mică.

De asemenea, în raport cu frecventele solicitări termice şi dinamice la care este supus, este necesar ca durata lui de viaţă să fie cuprinsă în limite acceptabile.

Variaţia curentului şi a pătratului densităţii de curent de scurtcircuit

Durata de viaţă a înfăşurărilor este afectată într-o măsură importantă de energia termică dezvoltată în aceste înfăşurări în cursul încercărilor. Încălzirea care rezultă, este determinată de caracteristicile conductorului şi de integrala pătratului curentului (sau a densităţii de curent) pe durata încercării.

În raport cu condiţiile de încercare la capacitate de rupere sau la solicitare termică este necesar să se realizeze pentru primul caz o anumită valoare a curentului întrerupt, iar pentru cazul al doilea o valoare echivalentă impusă, pe durata de 1 s. Este deci necesar să se cunoască evoluţia curentului de scurtcircuit şi în această variaţie, momentul apariţiei curentului la valoarea dorită. Pe de altă parte, pentru încercări la solicitare termică, la o durată relativ lungă, nu se poate obţine o valoare constantă a curentului de scurtcircuit, ci pe aceeaşi durată, o valoare termic echivalentă pentru satisfacerea condiţiei $I^2t = \text{const}$ [4].

Variaţia curentului de scurtcircuit depinde exclusiv de parametrii circuitului de încercare şi ai sursei care furnizează energia electrică şi este dată de expresia cunoscută [3], [6]:

$$i = \sqrt{2}\,[(I_l - I_a)\,e^{-\frac{t}{T_1}} \sin(\omega t - \alpha) + (I_a - I_d)\,e^{-\frac{t}{T_2}} \sin(\omega t - \alpha) + I_d \sin(\omega t - \alpha) + I_l\,e^{-\frac{t}{T_0}} \sin\alpha] \qquad (1)$$

* Ing. *M. Pesici* este cercetător ştiinţific principal la I.C.P.E.

în care s-a notat :

I_l — curentul alternativ, în regim subtranzitoriu, valoare efectivă, [A];

I_a — curentul alternativ, în regim tranzitoriu, valoare efectivă, [A];

I_d — curentul alternativ, de durată, valoarea efectivă, A;

T_1 — constanta de timp corespunzătoare regimului subtranzitoriu, s;

T_2 — constanta de timp corespunzătoare regimului tranzitoriu, s;

T_0 — constanta de timp corespunzătoare componentei continue, s;

$\alpha = \varphi - \psi$ — unghiul de fază corespunzător stabilirii scurtcircuitului.

Condiţia pentru obţinerea celei mai mari valori a curentului de scurtcircuit este :

$$\alpha = \varphi - \psi = \frac{\pi}{2}.$$

Pentru determinarea efectului termic produs de curentul de scurtcircuit în înfăşurările transformatorului este necesar să se cunoască între altele şi integrala pătratului densităţii de curent pe durata producerii scurtcircuitului.

Valoarea acestei integrale se obţine din relaţia următoare [3], [6]:

$$\int_0^t j^2 dt = \frac{1}{s^2}\left[(I_l - I_a)^2 \frac{T_1}{2}(1 - e^{-\frac{2t}{T_1}}) + \right.$$

$$+ (I_a - I_d)^2 \frac{T_2}{2}(1 - e^{-\frac{2t}{T_2}}) + I_l^2\, T_0\,(1 - e^{-\frac{2t}{T_0}}) +$$

$$+ I_d^2 t + (I_l - I_a)\, I_d \cdot 2\, T_1 (1 - e^{-\frac{t}{T_1}}) +$$

$$+ (I_a - I_d)\, I_d \cdot 2 T_2 (1 - e^{-\frac{t}{T_2}}) +$$

$$\left. + (I_l - I_a)(I_a - I_d) \cdot 2\, T_1' (1 - e^{-\frac{t}{T_1'}})\right] \quad (2)$$

în care $\frac{1}{T_1'} = \frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_2}$.

Expresia de mai sus se referă la obţinerea celei mai mari valori a curentului de scurtcircuit. Se menţionează că în calculul relaţiei (2) s-au neglijat termenii care conţin la numitor pulsaţia ω şi ale căror valori se apropie de zero. La frecvenţa f = 50 Hz, eroarea produsă de omisiunea termenilor menţionaţi este în medie de 1% pentru cazul cel mai defavorabil [6].

Efectul termic în înfăşurările transformatorului

În regim de funcţionare la sarcină nominală, înfăşurările unui transformator uzual se încălzesc progresiv pînă la stabilizarea temperaturii la o anumită valoare. Pentru a determina curba de încălzire a acestor înfăşurări se foloseşte relaţia clasică $\theta_1 = \theta_m (1 - e^{-\frac{t}{T}})$ în care între altele se admite ipoteza că pierderile de energie care se dezvoltă în conductori sînt constante, adică rezistivitatea ρ este considerată constantă.

La scurtcircuit, însă, unde intervine variaţia în creşterea curentului şi deci şi creşterea temperaturii este necesar să se ia în considerare variaţia rezistivităţii şi contribuţia efectului pelicular. Se neglijează, în general, variaţia căldurii specifice care este neînsemnată [1], [5], [7], [8].

Dimensionarea unui transformator special pentru încercări la scurtcircuit este, desigur, condiţionată de parametrii necesitaţi iar durata lui de viaţă, într-o mare măsură, de regimul termic impus. Dacă din punct de vedere constructiv, miezul şi înfăşurările acestui transformator nu sînt, în general, diferite de acelea ale unui transformator uzual, lăsînd la o parte precauţiile luate pentru solicitările electrodinamice, efectele termice în înfăşurări impun o atenţie deosebită privind regimul de funcţionare pentru a nu depăşi limita admisă a încălzirii.

În cazul unei încercări de scurtcircuit de scurtă durată, energia termică este absorbită de masa de cupru a înfăşurărilor, fără ca, în timpul acumulării, să se producă o cedare a căldurii către exterior. La o succesiune de încercări de scurtcircuit cu intervale regulate prescrise, cedarea de căldură către exterior în timpul intervalelor se produce prin mijloacele asigurate de constructor. În anumite cazuri, este necesar să se asigure încercări identice asupra unui număr de produse, cu intervale de răcire prestabilite pentru a nu depăşi încălzirea maximă admisibilă.

Valoarea timpului de răcire între două încercări de scurtcircuit trebuie indicată de constructor, dacă se doreşte, ca durata de viaţă a transformatorului să nu fie apreciabil scurtată.

În general, capacitatea calorică a masei de cupru a înfăşurărilor iar în alte cazuri şi a uleiului transformatorului, cu posibilităţile adecvate de cedare a căldurii către exterior, permit o construcţie raţională a acestor utilaje speciale.

Variaţia curentului de scurtcircuit determinată de reactanţele utilajelor principale şi de aceea a circuitului propriu zis ca şi de unghiul de fază la stabilirea scurtcircuitului, imprimă procesului de încălzire a înfăşurărilor, o caracteristică deosebită. De asemenea durata scurtcircuitului este importantă pentru acest proces. În această situaţie , încălzirea înfăşurărilor se obţine din relaţia [2], [3]:

$$\theta = \frac{1}{\alpha}\left[\exp \frac{k_a\, \alpha\, \rho_0}{C_0\, \gamma} \int_0^t j^2\, dt - 1\right] \quad (3)$$

unde s-a notat:

- α — coeficientul de temperatură al rezistivităţii, grd^{-1};
- k_a — coeficientul creşterii rezistenţei aparente a conductorului;
- ρ_0 — rezistivitatea conductorului la 0 grd, $\Omega\ mm^2\ .\ m^{-1}$;
- C_0 — căldura specifică a conductorului la 0 grd, $Ws\ .\ gr\ .\ grd^{-1}$;
- γ — masa specifică a materialului conductorului, $gr\ .\ cm^{-3}$;
- j — densitatea de curent, $A\ .\ mm^{-2}$;
- θ — încălzirea conductorului, grd.

Desigur, determinarea integralei densităţii de curent pe durata scurtcircuitului necesită cunoaşterea parametrilor generatorului special, a caracteristicilor circuitului şi a condiţiilor de producere a scurtcircuitului.

Aplicînd relaţia (3) în corelare cu caracteristica $\int_0^t j^2\,dt = f(t)$ se obţine variaţia supratemperaturii înfăşurărilor în timp, $\theta = f(t)$ pentru o anumită condiţie de încercare la scurtcircuit. Determinarea încălzirii înfăşurărilor transformatorului, pentru o singură încercare de scurtcircuit, nu prezintă desigur nici o dificultate. Pentru o succesiune de încercări, însă, precalcularea duratei de răcire între încercări este importantă.

Determinarea numărului de încercări de scurtcircuit cu intervale regulate de răcire

Încălzirea θ_1 a înfăşurărilor transformatorului, după prima încercare de scurtcircuit pe o durată scurtă la care se admite că nu este cedată căldură către exterior, poate fi calculată cu ajutorul relaţiei (3).

Pe de altă parte, pe curba de răcire la constanta de timp termică T valoarea încălzirii θ_1 are ca expresie, conform teoriei clasice de răcire:

$$\theta_1 = \theta_m\, e^{-\frac{t_1}{T}} \qquad (4)$$

în care s-a notat:

- t_1 — timpul necesar în procesul de răcire a înfăşurărilor pentru a atinge valoarea θ_1, s;
- T — constanta de timp termică a înfăşurărilor transformatorului, s;
- θ_m — încălzirea maximă admisibilă a acestor înfăşurări, grd.

Se menţionează că, după cum este expus şi în figura 1 valoarea duratei de la *0* la t_1 este cu mult mai mare decît durata de încercare la scurtcircuit de la *0'* la t_1. *0'* reprezintă începutul încercării. Durata de încercare este predeterminată în raport cu valoarea curentului de scurtcircuit necesitat în momentul t al declanşării întrerupătorului de încercat sau de valoarea I^2t impusă. Tot din examinarea figurii 1 se observă că după prima încercare de scurtcircuit în care s-a ajuns la încălzirea θ_1, în procesul de răcire pe intervalul de timp $t_2 - t_1$,

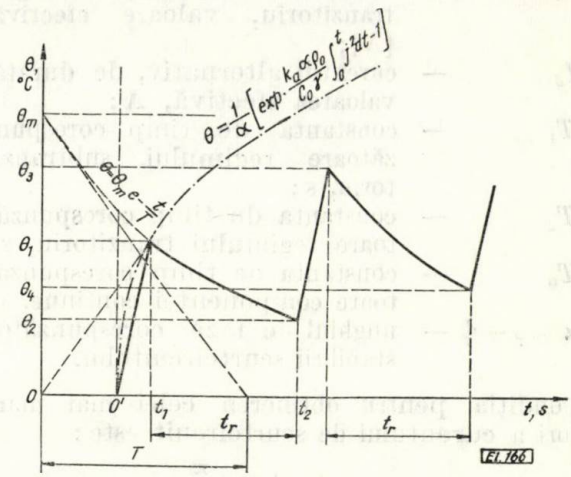


Fig. 1. Curbele de încălzire şi răcire ale înfăşurărilor unui transformator de scurtcircuit la funcţionare succesivă.

încălzirea a scăzut la valoarea θ_2. Se poate scrie şi pentru valoarea încălzirii θ_2:

$$\theta_2 = \theta_m\, e^{-\frac{t_2}{T}} \qquad (5)$$

şi cum din relaţia (4) se obţine

$$\theta_m = \theta_1\, e^{\frac{t_1}{T}}$$

se poate scrie:

$$\theta_2 = \theta_1\, e^{\frac{t_1}{T}} \cdot e^{-\frac{t_2}{T}} = \theta_1\, e^{\frac{t_1 - t_2}{T}}. \qquad (6)$$

Se menţionează că $t_2 - t_1$ reprezintă valoarea duratei de răcire şi va fi reprezentată mai departe prin t_r adică:

$$t_1 - t_2 = -(t_2 - t_1) = -t_r$$

iar relaţia (6) se poate scrie

$$\theta_2 = \theta_1\, e^{-\frac{t_r}{T}}. \qquad (7)$$

Procesul de încălzire este adiabatic. Din acest punct de vedere şi pentru că interesează *numai valoarea finală a încălzirii* (θ_1), se poate admite că această creştere a încălzirii este liniară. În realitate, variaţia în timp a încălzirii pînă în punctul θ_1, urmează curba din figura 3 impusă de relaţia (3), adică *de variaţia în timp a integralei pătratului densităţii de curent.* Reproducerile încălzirilor în procesul de încercări succesive, sînt identice, condiţiile iniţiale de scurtcircuit fiind aceleaşi. Procesul de încălzire pentru n încercări succesive de scurtcircuit, cu durate identice, cuprinde şi $n-1$ răciri intercalate cu durate egale. Din exami-

narea figurii 1 se constată că după prima încercare la scurtcircuit încălzirea la care s-a ajuns este θ_1. După o pauză de răcire de t_r secunde încălzirea θ_1 a scăzut la valoarea

$$\theta_2 = \theta_1 e^{-\frac{t_r}{T}}.$$

În continuare, se procedează la a doua încercare de scurt circuit cu aceleași condiții inițiale și cu aceeași durată O't_1. Încălzirea la care se ajunge după a doua încercare este:

$$\theta_3 = \theta_2 + \theta_1 = \theta_1 e^{-\frac{t_r}{T}} + \theta_1 \qquad (8)$$

iar după răcirea consecutivă, încălzirea va scădea la valoarea

$$\theta_4 = (\theta_1 e^{-\frac{t_r}{T}} + \theta_1) e^{-\frac{t_r}{T}}. \qquad (9)$$

Încălzirea la care se ajunge după a treia încercare de scurtcircuit are ca expresie:

$$\theta_5 = (\theta_1 e^{-\frac{t_r}{T}} + \theta_1) e^{-\frac{t_r}{T}} + \theta_1 = \theta_1 (e^{-\frac{2t_r}{T}} + e^{-\frac{t_r}{T}} + 1) \qquad (10)$$

Din expresia (10) se deduce că pentru n încercări de scurtcircuit cu durate egale și cu $n-1$ intervale de răcire identice, t_r, încălzirea finală θ_m va fi:

$$\theta_m = \theta_1 \left[\exp -(n-1)\frac{t_r}{T} + \exp -(n-2)\frac{t_r}{T} + \ldots \right.$$

$$\left. \ldots + \exp -[n-(n-1)]\frac{t_r}{T} + 1 \right]. \qquad (11)$$

Determinarea duratei de răcire t_r necesare în raport cu constanta termică de timp T a înfășurărilor transformatorului pentru a nu depăși încălzirea maximă admisibilă, după n solicitări termice succesive, se poate efectua prin cîteva calcule de orientare. În figura 4 este prezentată soluția grafică pentru o valoare cunoscută a constantei de timp termice T a înfășurărilor transformatorului utilizat în încercări.

Trebuie menționat că valoarea constantei de timp T se determină uzual pentru tipul de transformator ales, căruia i s-a asigurat o răcire normală la puterea nominală. Pentru un transformator destinat exclusiv încercărilor de scurtcircuit, cu o construcție rațională la care din motive economice s-au aplicat soluții de răcire strict impuse de regimul de utilizare și de forma constructivă, determinarea valorii constantei de timp este condiționată de aceste soluții.

În scopul de a ilustra utilizare relației arătate, în cele ce urmează se vor expune rezultatele obținute, din calcul, asupra unui transformator special, proiectat, destinat a funcționa la scurtcircuit pentru verificarea solicitărilor termice și dinamice ale echipamentului electric.

Transformatorul în cauză are o putere de tip de 5 MVA, trifazat, uscat, 10 kV/0,435 kV, $u_k = 1{,}74\,\%$ cu răcire naturală adecvată regimului de funcționare în încercări.

S-a considerat alimentarea transformatorului de la un generator sincron de 117,5 MVA în adaptare pentru încercări la scurtcircuit, la care s-a căutat ca reactanțele caracteristice să aibă valori cît mai scăzute.

Din caracteristicile ansamblului generator-transformator și ale circuitului de încercare, s-a obținut, din calcul, pentru condițiile obținerii curentului maxim $\left(\alpha = \frac{\pi}{2}\right)$ curba de variație în timp a integralei pătratului densității de curent de scurtcircuit, scurtcircuitul fiind considerat la bornele transformatorului. În figura 2 se arată curba de variație a acestei integrale.

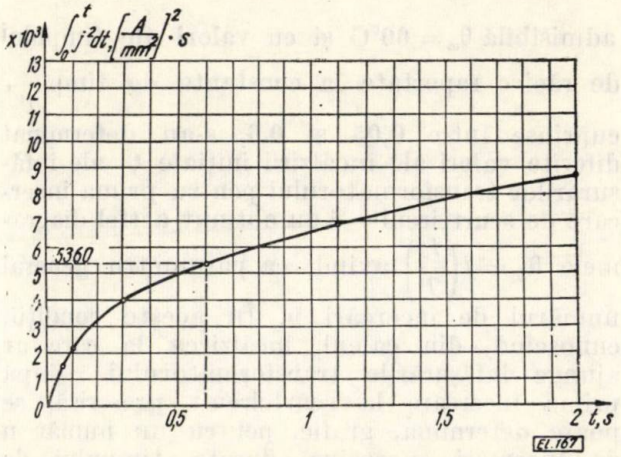


Fig. 2. Curba integralei pătratului densității de curent de scurtcircuit, funcție de timp, la transformatorul special de 5 MVA.

Pe baza valorilor acestor integrale s-a calculat încălzirea transformatorului. Rezultatele obținute sînt prinse în curba $\theta_1 = f(t)$ din figura 3. Se menționează că aceste curbe au fost trasate pentru curentul maxim ce se poate obține din ansamblul generator-transformator.

Evident că pentru o altă variație a curentului de scurtcircuit cu un unghi ψ de anclanșare în care $\alpha < \frac{\pi}{2}$ de exemplu, sînt necesare curbele corespunzătoare variației integralei pătratului densității de curent și a încălzirii înfășurărilor.

Valoarea constantei de timp termice a înfășurării transformatorului, $T = 9\,300$ s, a fost calculată în raport cu pierderile și posibilitățile de răcire ale înfășurărilor.

Transformatorul fiind în clasă de izolație A, încălzirea medie admisibilă pentru transformatoare uscate, este de 60°C. Cu aceste elemente se poate determina numărul de încercări succe-

sive cu un interval de răcire propus. Aplicînd relaţia (11) pentru un număr de încercări succesive n cuprins între 2 şi 10 cu o încălzire finală

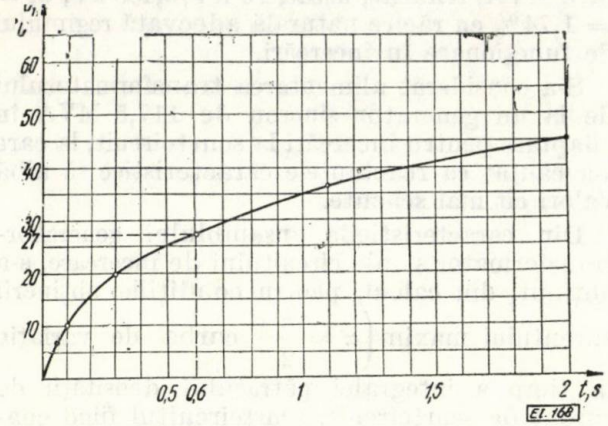


Fig. 3. Curba încălzirii (supratemperaturii) funcţie de timp a înfăşurărilor transformatorului de 5 MVA, la scurtcircuit.

admisibilă $\theta_m = 60°C$ şi cu valori ale timpului de răcire raportate la constanta de timp $\frac{t_r}{T}$, cuprinse între 0,05 şi 0,6, s-au determinat diferite valori ale încălzirii iniţiale θ_1 ale înfăşurărilor transformatorului pentru prima încercare de scurtcircuit. S-au obţinut astfel diagramele $\theta_1 = f\left(\frac{t_r}{T}\right)$ avînd ca parametru general numărul de încercări n. În aceste condiţii, cunoscînd, din calcul, încălzirea la care ar ajunge înfăşurările transformatorului după prima încercare la scurtcircuit prescrisă, se poate determina, grafic, pentru un număr n de încercări succesive, durata timpului de răcire t_r între încercări.

Exemplu: Pentru o valoare I^2t necesitată la o încercare termică, se constată, din calculul curentului de scurtcircuit, că se poate realiza un curent echivalent termic de 300 kA_{ef} pe o durată de 0,6 s. Dată fiind supratemperatura maximă admisibilă pentru înfăşurările transformatorului, $\theta_m = 60°C$, se cere numărul de încercări maxim posibil de efectuat cu durate de scurt circuit egale şi cu intervale de răcire identice, pentru a nu depăşi în final, această încălzire limită.

Din curba expusă în figura 2 se constată că pentru durata scurtcircuitului de 0,6 s valoarea integralei patratului densităţii de curent este de $5\,360 \left[\frac{A}{mm^2}\right]^2$ s. Cu această valoare s-a obţinut, din calcul, pentru înfăşurările din cupru ale transformatorului, valoarea încălzirii iniţiale $\theta_1 = 27°C$ (pentru prima încercare de scurtcircuit), valoare care este indicată şi pe curba din figura 3.

Diagramele din figura 4 permit obţinerea cîtorva soluţii. Astfel, la valoarea încălzirii $\theta_1 = 27°C$ se obţine, la întretăierea cu dreapta $n = 3$, valoarea $\frac{t_r}{T} = 0{,}34$, ceea ce reprezintă pentru constanta termică de timp de 9 300 s a înfăşurărilor transformatorului, un interval de răcire $t_r = 3\,162$ s. Deci, se pot efectua trei încercări de scurtcircuit succesive cu două pauze de răcire de cîte circa 53 min. Celelalte soluţii oferite de diagramele din figura 4 sînt următoarele:

$n = 4{,}5, 6, 10$ cu pauze de răcire $t_r = 4\,600$, 5 160, 5 350, 5 530 s.

Considerînd prima soluţie cu 3 încercări succesive, trebuie menţionat că după efectuarea acestor 3 încercări reluarea lor nu poate avea loc decît după readucerea încălzirii înfăşurărilor transformatorului la valoarea $\theta_2 = 0°C$, ceea ce se va produce după trecerea a circa $4T = 37\,200$ s, deci peste 10 ore.

Valoarea încălzirii maxime admisibile de 60°C reprezintă limita pentru utilizarea transformatoarelor uscate la sarcina nominală. Transformatorul special destinat încercărilor admite o

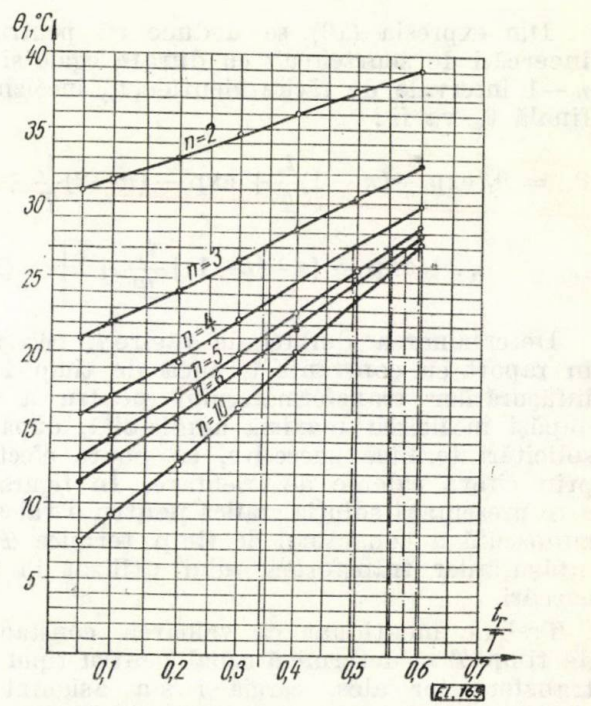


Fig. 4. Diagramele $\theta_1 = f\left(\frac{t_r}{T}\right)$ avînd ca parametru numărul de încercări n.

încălzire limită mai mare, în raport cu frecvenţa încercărilor şi cu durata lui de viaţă acceptată.

În exemplul ales, s-a citat o încercare termică cu o durată de 0,6 s, Normele uzuale pentru încercarea întrerupătoarelor automate la capacitate de rupere impun unele cicluri de încercare cu intervale de timp prescrise între operaţiile

de anclanșare și declanșare sau combinate. Pentru ciclurile nominale de încercări se impun, după caz, două intervale de timp de cîte 3 minute sau un interval cu o durată de 15 s.

Pentru astfel de încercări se utilizează un transformator cu o tensiune adecvată. Raportate la constanta de timp termică, valorile acestor intervale de timp sînt foarte mici astfel încît procesele de răcire din aceste intervale care se succed, pot fi considerate liniare și deci identice.

Procesul de încălzire pentru n încălziri succesive ale înfășurărilor transformatorului pentru astfel de încercări, cu durate identice poate fi exprimat prin relația:

$$n\theta_1. \qquad (12)$$

Cum în acest proces de încălzire intervin și $n-1$ răciri, cu durate egale, între încercări, se poate considera pentru întregul proces de răciri succesive.

$$(n-1)\,\theta_1\,(1-e^{-\frac{t_r}{T}}) \qquad (13)$$

pentru că, din relația (6) se poate scrie că diferența în scăderea valorii de încălzire este:

$$\theta_1 - \theta_2 = \theta_1\,(1-e^{-\frac{t_r}{T}}).$$

Pentru a atinge valoarea încălzirii finale θ_c a înfășurărilor, după efectuarea *unui ciclu* de încercări în care intervin n încălziri succesive cu $n-1$ intervale de răcire, este necesar ca

$$\theta_c = n\theta_1 - (n-1)\,\theta_1\,(1-e^{-\frac{t_r}{T}})$$

sau

$$\theta_c = \theta_1\,[n-(n-1)(1-e^{-\frac{t_r}{T}})]. \qquad (14)$$

Relația (14) permite sub o formă mai simplă și cu o aproximație suficientă calculul încălzirii finale a unui ciclu de încercări. Eroarea în calcul față de rezultatul obținut cu relația (11) pentru un ciclu de 3 încercări este de + 0,6%.

Desigur că și încălzirea înfășurărilor produsă de *repetarea unui număr de cicluri* poate fi prinsă în relația (11) cu observația că încălzirea inițială θ_1 va fi înlocuită cu încălzirea finală θ_c a unui ciclu.

Concluzii

Transformatorul destinat încercărilor de scurtcircuit constituie un utilaj important în ansamblul instalațiilor de încercări. Puterea relativ ridicată, construcția, care trebuie să fie în întregime adecvată scopului, duc la o valoare destul de ridicată a investiției.

Considerînd modul de funcționare, se poate afirma că, șocurile pe care le primește, în încercări, acest transformator, reprezintă aproape tot atîtea solicitări de performanță. Se impune deci controlul acestor fenomene printre care și acela al încălzirii care duce la îmbătrînirea timpurie a izolației înfășurărilor, scurtînd foarte mult viața transformatorului.

Posibilitatea, expusă, de a controla încălzirea înfășurărilor la solicitări termice succesive, previne scoaterea timpurie din uz a transformatorului de încercări.

Bibliografie

[1] *Avramescu, A.* Beitrage zur Erwärmungsberechnung elektrischer Leiter. Habil-Diss. TH. Dresden, 1943 și buletin IRE 11, 1943, 3/4 p. 301 – 412.

[2] *Biermanns, I.* Hochspannung und Hochleistung. München C. Hanser, 1949.

[3] *Hortopan, Gh.* Aparate electrice. București, Editura Didactică și Pedagogică, 1967.

[4] *Pesici, M.* Solicitarea termică a transformatorului de curent la scurtcircuit. In: Electrotehnica **15**, nr. 9, 1967, p. 209 – 213.

[5] *Richter, R.* Mașini electrice, vol. III Transformatorul (trad. din lb. germană). București, Editura Tehnică, 1960.

[6] *Roeper, R.* Ermittlung der thermischen Beanspruchung bei nichtstationären Kurzschlussströmen. In: ETZ, 70, 1949, p. 131 – 135.

[7] *Rüdenberg, R.* Fenomene tranzitorii în sistemele electroenergetice (trad. din lb. engleză). București, Editura tehnică, 1959.

[8] *Vidmar, M.* Transformatorenkurzschlüsse. Vieweg, Braunschweig, 1940.

Intrat în redacție la 26.XI.1971

Noi tipuri de materiale stratificate cu suport țesătură de sticlă și rășină epoxidică pentru electrotehnică

GRIGORE NICOLA* — București

CZ. 621.315.69

În lucrările publicate anterior [1], [2], [3], s-a arătat că la FCME- București s-au realizat unele tipuri de materiale stratificate cu suport țesătură de sticlă și rășini fenolo, crezolo și melaminoformaldehidice. Aceste materiale se fabrică la FCME și sînt denumite conform NID 2894—71 sticlostratitex S670, materialul stratificat avînd ca liant rășina crezoloformaldehidică modificată și sticlostratitex S671, materialul stratificat avînd ca liant rășina melaminoformaldehidică. În prezent se mai fabrică la FCME și alte tipuri de materiale stratificate cu suport țesătură de sticlă și rășină epoxidică modificată, cunoscute conform NID 1126—63 și conform NID 2393—68, sub denumirea veche de sticlotextolit cu rășini epoxidice tip El și tip E. Aceste produse conform NID 2894—71 sînt denumite sticlostratitex S672, denumirea nouă a sticlotextolitului cu rășină epoxidică tip E și sticlostratitex S673, denumirea nouă a sticlotextolitului cu rășină epoxidică tip El. Aceste produse posedă bune proprietăți mecanice și electrice în condiții normale de umiditate, însă au o slabă comportare în medii cu umiditate ridicată, fiind inferioare produselor fabricate în alte țări și acelora prezentate în lucrările [1], [2], [3].

Industria noastră constructoare de mașini și aparate electrice necesită materiale stratificate cu înalte proprietăți mecanice și electrice în medii cu umiditate ridicată. Asemenea materiale stratificate se obțin din rășini epoxidice reticulate cu diferiți agenți de întărire și din țesături de sticlă electrotehnică, cu un conținut scăzut în alcali, și tratate cu finiș. Ca rășini epoxidice pentru fabricarea materialelor stratificate cu suport țesătură de sticlă în literatură se citează, rășinile epoxidice clasice [4], [5], întărite în timpul presării la cald, cu diferiți agenți de reticulare.

Ca agenți de reticulare din marea mulțime indicată de literatură, pentru fabricarea materialelor stratificate, cu înaltă rezistență termică și cu excelente proprietăți mecanice și electrice în condiții normale și în medii cu umiditate ridicată se citează anhidrida piromelitică [4], [5],complex BF3—RNH2, [4] anhidrida nadică [5]. De asemenea, pentru obținerea proprietăților enunțate mai înainte în literatură se citează folosirea rășinilor fenoloformaldehidice clasice ca agenți de reticulare [4], [5], sau a novolacurilor epoxidate (4).

Ca suport pentru fabricarea materialelor stratificate în literatură se indică folosirea țesăturilor de sticlă electrotehnică cu caracteristici similare acelora prezentate în lucrările [1], [2]. Țesăturile de sticlă sînt în prealabil dezancolate, pentru eliminarea apretului și apoi tratate cu un finiș [1]. Procedeele de dezancolare a țesăturii de sticlă au fost descrise în lucrarea [6]. Ca finișuri pentru tratarea țesăturilor de sticlă destinate pentru fabricarea materialelor stratificate epoxidice în literatură se citează gama aminopropiltrietoxisilanul [7], [8] Finish A 1 100 [7], Finish Rhôdrosil Résine 3 100 [9], produs de firma Rhône Poulenc Franța.

Lucrări experimentale

În cursul anului 1970, la FCME, s-a studiat de către autor obținerea unor materiale stratificate cu suport țesătură de sticlă și rășină epoxidică care să aibă proprietățile enunțate mai înainte. Cele mai bune caracteristici s-au obținut cu un lac epoxidic modificat cu caracteristicile următoare :

— conținut în substanțe nevolatile, 60 — 70 %;
— viscozitatea, Cupa Ford 4, 20 — 30 s;
— durata de utilizare a lacului la temperatura camerei, 4 luni.

Pentru a se constata cum influențează natura țesăturii de sticlă asupra proprietăților finale ale materialului stratificat s-au folosit două tipuri de țesătură de sticlă, din care una importată din RSC, cu grosimea de 0,11 mm, netratată cu finiș, cu caracteristicile indicate în lucrarea [1], iar cea de a doua cu o grosime de 0,20 mm, textiglas fabricată de firma Pierre Genin Franța, tratată cu finiș de firma producătoare. Țesătura cu grosimea de 0,11 mm s-a folosit ca atare și s-a dezancolat în scopul îndepărtării apretului și apoi s-a tratat cu finiș.

Modul de îndepărtare a apretului a fost prezentat în lucrările [1], [3]. Pentru îmbunătățirea aderenței rășinii de impregnare la firele de sticlă, bucăți de țesătură de sticlă, cu dimensiunile de 200 × 250 mm, s-au dezancolat conform celor prezentate în lucrarea [1] și s-au tratat cu finiș, soluție benzenică cu o concentrație de 0,8%, de rășină Rhôdrosil Resine 3 100. Uscarea bucăților de țesătură de sticlă s-a efectuat într-o etuvă la temperatura de 105 — 110°C, timp de 20 minute. După tratarea țesăturilor cu finiș s-au impregnat cu lacul epoxidic modificat, cu caracteristicile menționate

* *Gr. Nicola* este inginer principal la F.C.M.E.—București

nate mai înainte. Uscarea bucăţilor de ţesătură impregnate s-a efectuat la temperatura de 120°C timp de 10 minute. În aceleaşi condiţii s-au impregnat bucăţi de ţesătură de sticlă cu grosimea de 0,11 mm, netratate cu finiş şi ţesătură de sticlă textiglas, fabricată de firma Pierre Genin-Franţa. Bucăţile de ţesătură de sticlă impregnate au avut următoarele caracteristici :

— conţinut în răşină uscată, 46 — 55 %;
— solubilitatea răşinii în amestec alcool : benzen 1 : 1 p, 95 — 98 %;
— conţinut în substanţe volatile, 0,5 — 2%;
— durata de utilizare (pot life) a ţesăturilor de sticlă impregnate la temperatura de 25 — 30°C, 6 zile.

Ţesăturile impregnate şi uscate s-au presat în foi şi plăci cu grosimea de 1, 3, şi 10 mm, stabilindu-se în final următoarele condiţii de presare pentru produsul finit în funcţie de grosime :

Condiţii de presare	*grosime sub 3 mm*	*grosime peste 3 mm*
presiune specifică, kgf/cm²		
— iniţial timp de :		
7 minute	25	—
25 minute	—	15
— restul timpului	50	50
timp de presare, minute/mm	10—15	7
temperatură de presare, °C	150±5	150±5

Din materialele stratificate obţinute s-au executat epruvete pe care s-au determinat principalele proprietăţi fizico-mecanice în condiţii normale şi după menţinere la umiditate.

În tabela 1 se prezintă proprietăţile materialului stratificat avînd ca suport ţesătură de sticlă netratată cu finiş şi răşină epoxidică modificată. Din datele prezentate în această tabelă se constată că materialele corespund NID 2 894—71 şi tipului Hgw 2 372 din norma germană DIN 7 735. Prin menţinerea materialelor stratificate în apă, se constată că absorbţia de apă creşte cu timpul de menţinere, fiind superioare acelora prezentate în lucrările [1], [2], tratate cu finiş. Această comportare slabă la apă se datoreşte probabil formării de legături de hidrogen cu grupele hidroxilice ale sticlei [2].

În tabela 2 se prezintă proprietăţile materialelor stratificate obţinute cu ţesătură de sticlă tratată cu finiş, de autor. Din cele prezentate în tabela 2 se constată că materialele stratificate au proprietăţi superioare acelora prezentate în tabela 1. Menţinerea materialelor stratificate în apă nu influenţează decît foarte puţin proprietăţile produselor, astfel absorbţia de apă după 30 zile are valori corespunzătoare (indicate după menţinere 24 ore în apă) normei germane DIN 7 735.

În tabela 3 se prezintă proprietăţile materialului stratificat obţinut din ţesătură de sticlă tratată cu finiş, de firmă. Din cele prezentate în tabelă se constată că materialele stratificate obţinute cu acest tip de ţesătură au proprietăţi aproximativ egale cu acelea ale materialelor stratificate prezentate în tabela 2.

De asemenea s-au urmărit să se determine durata optimă de folosire (pot life) a ţesăturilor impregnate cu răşina epoxidică modificată.

Pentru acest scop s-a presat în condiţiile menţionate materiale stratificate avînd ţesă-

Tabela 1

Proprietăţile materialelor stratificate cu suport ţesătură de sticlă şi răşină epoxidică modificată.

Denumirea caracteristicii	Metodă de încercare	grosimea materialului, mm		
		1	3	10
Rezistenţa la tracţiune, kgf/cm²	STAS 7144—65	3450,5	3506,3	3535,1
Rezistenţa la compresiune, kgf/cm²	STAS 5873—58	—	—	3953,3
— perpendicular pe straturi		—	—	2856,5
— paralel cu straturile				
Rezistenţa la despicare, kgf *	STAS 7144—65	—	—	467,5
Absorbţia de apă, mg. **	—	10,7	15,4	23,6
— după menţinere 24 ore		64,3	61,2	65,8
— după menţinere 30 zile				
Rezistenţa între fişe, Ω	STAS 6107—66	$1{,}6 \cdot 10^{13}$	$1{,}6 \cdot 10^{13}$	$1{,}6 \cdot 10^{13}$
— în condiţii normale		$1{,}3 \cdot 10^{12}$	$3{,}5 \cdot 10^{12}$	$3{,}5 \cdot 10^{12}$
— după menţinere 96 ore la 80% UR		$7{,}1 \cdot 10^{12}$	$7{,}1 \cdot 10^{12}$	$7{,}1 \cdot 10^{12}$
— după menţinere 96 ore în apă				
Tangenta unghiului de pierderi dielectrice la 50 Hz.	STAS 2740—60	0,0165	0,0163	—
— în condiţii normale		0,0187	0,0187	—
— după menţinere 96 ore la 80% UR				

* Rezistenţa la despicare a fost media a 3 determinări.
** S-a determinat pe bucăţele cu dimensiunile de 50 × 50 mm × grosime.

Tabela 2

Proprietăţile materialelor stratificate cu suport ţesătură de sticlă tratată cu finiş şi răşină expodică

Denumirea caracteristicii	Metodă de încercare	Grosimea materialului, mm		
		1	2	3
Rezistenţa la tracţiune, kg/cm²	STAS 7144—65	3656,7	3587,6	3789,5
Rezistenţa la compresiune, kgf/cm ²	STAS 5873—58	—	—	3689,5
— perpendicular pe straturi		—	—	3153,6
— paralel cu straturile				
Rezistenţa la despicare, kgf	STAS 7144—65	—	—	568,0
Absorbţia de apă, mg *	—	9,6	10,8	18,5
— după menţinere 24 ore		29,7	31,6	54,8
— după menţinere 30 zile				
Rezistenţa între fişe, Ω	STAS 6107—66	$1,6 \cdot 10^{13}$	$1,6 \cdot 10^{13}$	$1,6 \cdot 10^{13}$
— în condiţii normale		$3,5 \cdot 10^{12}$	$3,5 \cdot 10^{12}$	$3,5 \cdot 10^{12}$
— după menţinere 96 ore la 80% UR		$4,1 \cdot 10^{13}$	$4,1 \cdot 10^{13}$	$4,1 \cdot 10^{13}$
— după menţinere 96 ore în apă				
Tangenta unghiului de pierderi dielectrice la 50 Hz	STAS 2740—60	0,0165	0,0165	—
— în condiţii normale		0,0176	0,0178	—
— după menţinere 96 ore în apă				

* determinări pe epruvete cu dimensiunile de 50 × 50 mm × grosime.

Tabela 3

Proprietăţile materialelor stratificate cu suport ţesătură de sticlă textiglas şi răşină epoxidică modificată

Denumirea caracteristicii	Metode de încercare	grosimea materialelor, mm		
		1	3	10
Rezistenţa la tracţiune, kgf/cm ²	STAS 7144—65	3565,3	3687,4	3895,6
Rezistenţa la compresiune, kgf/cm ²	STAS 5873—58	—	—	3568,3
— perpendicular pe straturi		—	—	3102,5
— paralel cu straturile				
Rezistenţa la despicare, kgf	STAS 7144—65	—	—	516,7
Absorbţia de apă, mg*		8,6	9,8	15,6
— după menţinere 24 ore		25,8	27,3	47,6
— după menţinere 30 zile				
Rezistenţa între fişe, Ω	STAS 6107—66	$1,4 \cdot 10^{13}$	$1,4 \cdot 10^{13}$	$1,4 \cdot 10^{13}$
— în condiţii normale		$4,5 \cdot 10^{12}$	$4,5 \cdot 10^{12}$	$4,5 \cdot 10^{12}$
— după menţinere 96 ore la 80% UR		$3,5 \cdot 10^{12}$	$3,5 \cdot 10^{12}$	$3,5 \cdot 10^{12}$
— după menţinere 96 ore în apă				
Tangenta unghiului de pierderi dielectrice la 50 Hz	STAS 2740—60	0,0160	0,0160	—
— în condiţii normale		0,0185	0,0187	—
— după menţinere 96 ore în apă				

* determinări pe epruvete cu dimensiunile de 50 × 50 mm × grosime.

turi impregnate şi uscate cu o durată de folosire de 48 ore, 96 ore, 120 ore şi 144 ore. Din materialele stratificate obţinute s-au executat epruvete pe care s-au determinat absorbţia de apă şi tangenta unghiului de pierderi dielectrice la 50 Hz, după menţinere 1, 12 şi 30 zile în apă la temperatura camerei. Proprietăţile materialelor stratificate sînt prezentate în tabela 4.

Din datele prezentate în tabela 4 se constată că durata optimă de depozitare la temperatura de 25—35°C este de 48 ore.

Experimentări industriale

Pentru experimentările industriale s-au folosit aceleaşi tipuri de ţesături de sticlă şi anume ţesătură de sticlă electrotehnică netratată cu

Tabela 4

Influenţa timpului de folosire a ţesăturilor impregnate asupra proprietăţilor materialelor stratificate

Denumirea caracteristicii	Timpul de folosire al ţesăturilor impregnate, în ore.			
	48	96	130	144
Absorbţia de apă, mg. *	12,5	15,3	18,7	21,5
— după menţinere 4 zile	20,6	43,6	63,5	90,6
— după menţinere 12 zile	29,3	58,4	90,3	108,5
— după menţinere 30 zile				
Tangenta unghiului de pierderi dielectrice la 50 Hz. **				
— în condiţii normale	0,0165	0,0198	0,0218	0,0263
— după menţinere 4 zile în apă	0,0186	0,0219	0,0256	0,0506
— după menţinere 12 zile în apă	0,0366	0,0468	0,0589	0,0890
— după menţinere 30 zile în apă	0,0504	0,0605	0,0989	0,2560

* Determinări pe epruvete cu dimensiunile de 50 × 50 mm × grosime.
** Determinări pe epruvete cu dimensiunile de 100 × 100 mm, conform STAS 2 740 – 60.

finiş, cu grosimea de 0,11 mm, importată din RSC şi ţesătură de sticlă electrotehnică, cu grosimea de 0,20 mm, tratată cu finiş de firmă. Ţesăturile neimpregnate au avut caracteristicile indicate mai înainte.

Impregnarea ţesăturilor de sticlă s-a efectuat cu un lac epoxidic modificat avînd caracteristici similare cu acela prezentat mai înainte, la o maşină orizontală de impregnare, la o viteză de 1,5 — 2,5 m/min şi la o temperatură de 100—105°C. Ţesăturile impregnate s-au tăiat la dimensiunile de 1500 × lăţimea ţesăturii şi s-au presat în foi şi plăci cu dimensiunile de 1, 3 şi 11 mm. Din produsele obţinute s-au executat epruvete pe care s-au determinat proprietăţile fizico-mecanice şi electrice, în condiţii normale şi după menţinere timp de 90 zile, la umiditate şi la temperatură. În tabela 5 se prezintă proprietăţile fizico-mecanice ale materialelor stratificate avînd ca suport ţesătură de sticlă tratată şi netratată cu finiş. Din cele prezentate în tabela 5 se constată că acestea sînt superioare acelora prezentate în lucrările [1], [2], [10], şi corespund NID 2 894 — — 71 şi normei germane DIN 7 735. Variaţia absorbţiei de apă în funcţie de timp este prezentată în figura 1. Din figura 1 se constată că materialele stratificate au o absorbţie de

Tabela 5

Proprietăţile materialelor stratificate obţinute pe utilaj industrial.

Denumirea caracteristicii	Metode de încercare	Ţesătură de sticlă	
		fără finiş	cu finiş
Greutatea specifică, gf/cm ^{3}	*	1,87	1,75
Rezistenţa la tracţiune, kgf/cm ^{2}	STAS 7144—65	3578,6	3695,3
— în direcţia urzelii		3497,8	2956,5
— în direcţia bătăii			
Rezistenţa la încovoiere, kgf/cm ^{2}	STAS 5874—58	5136,3	5876,5
— în direcţia urzelii		4967,7	4653,2
— în direcţia bătăii			
Rezistenţa la compresiune, kgf/cm ^{2}	STAS 5873—58	3856,3	3889,5
— perpendicular pe straturi		2831,4	3815,5
— paralel cu straturile			
Rezistenţa la şoc, kgfcm/cm ^{2}	STAS 5801—58	297,4	168,6
— fără crestătură		198,5	156,8
— cu crestătură			
Absorbţia de apă, mg **		9,6	6,8
— grosime 1 mm		14,8	12,3
— grsoime 3 mm		21,6	15,8
— grosime 11 mm			
Stabilitatea termică Martens, °C	STAS 6174—60	> 180	> 180

* Determinări pe epruvete cu dimensiunile 50 × 25 mm, pentru 1 şi 3 mm
** Determinări pe epruvete cu dimensiunile de 50 × 50 mm, după menţinere 24 ore în apă

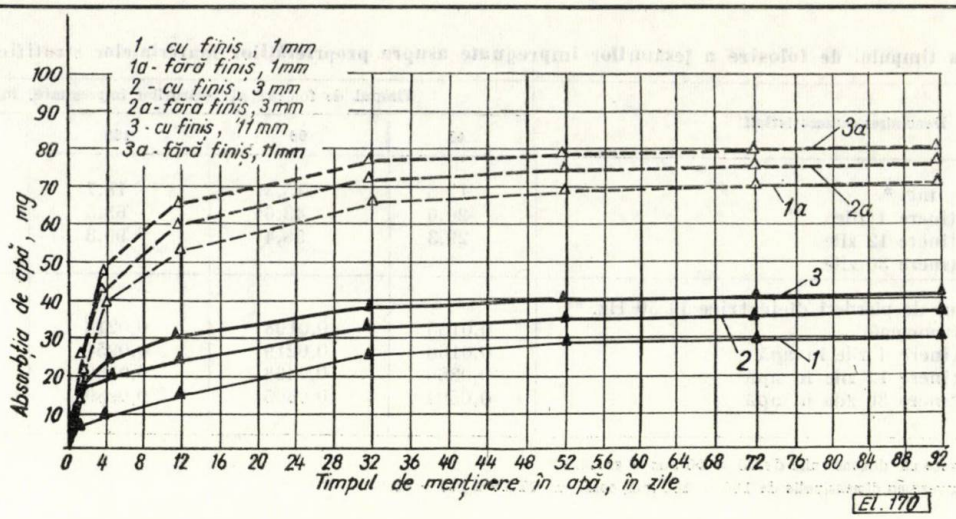


Fig. 1. Variația absorbției de apă în funcție de timpul de menținere în apă.

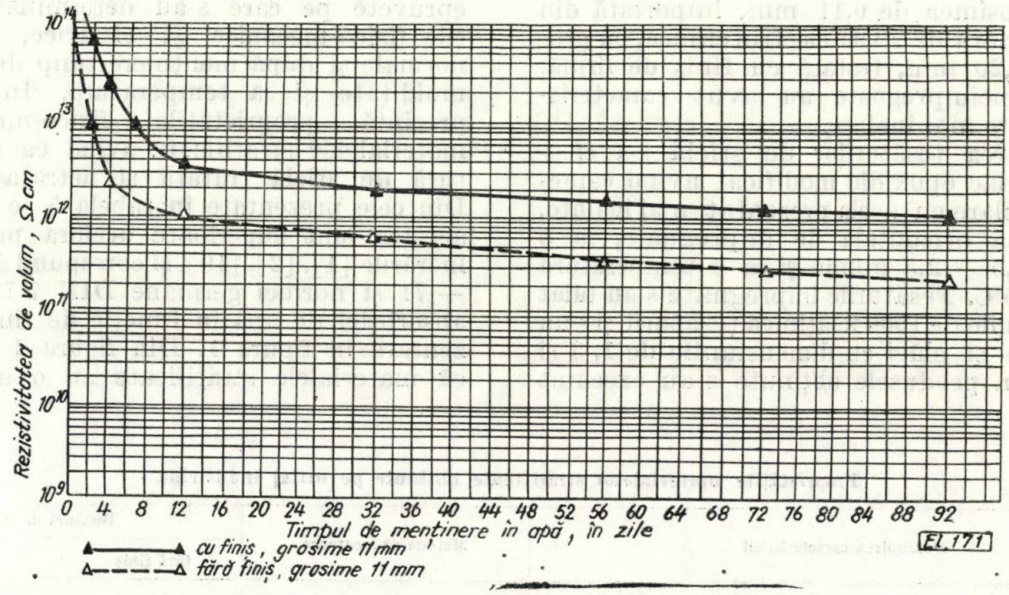


Fig. 2. Variația rezistivității de volum cu timpul de menținere în apă.

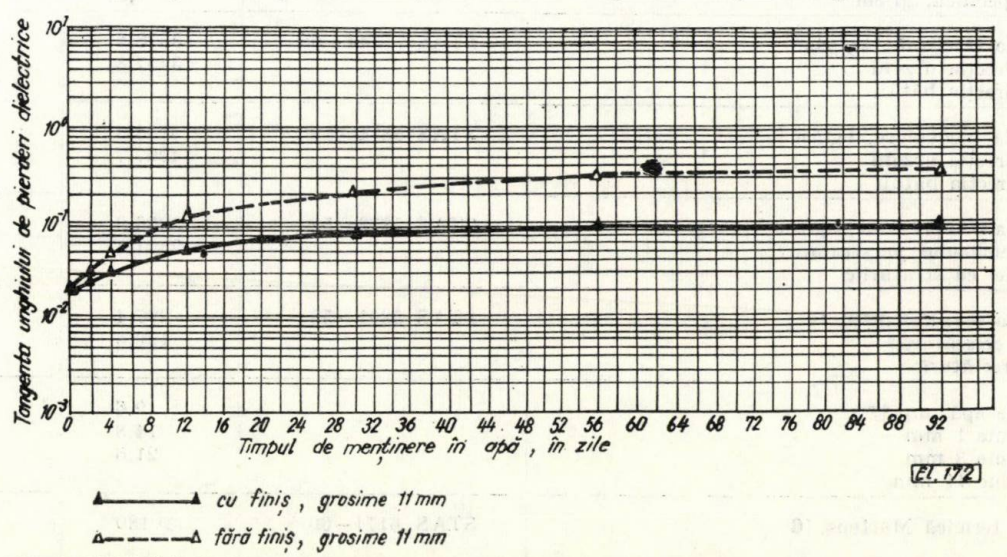


Fig. 3. Variația tangentei unghiului de pierderi dielectrice la 50 Hz. în funcție de timpul de menținere în apă.

Tabela 6

Proprietăţile electrice ale materialelor stratificate obţinute pe utilaj industrial, în condiţii normale, la temperatură, şi după menţinere la umiditate şi la temperatură.

Denumirea caracteristicii	Metode de încercare	Tesătură de sticlă impregnată	
		fără finiş	cu finiş
Încercarea la tensiune timp de 1 minut, kV	STAS 6257—60		
— iniţial la temperatura de 90°		60	60
— perpendicular pe straturi *		60	60
— paralel cu straturile			
— după menţinere 96 ore la 96% UR		55	60
— perpendicular pe straturi *		55	60
— paralel cu straturile **			
Rezistenţa între fişe, Ω	STAS 6107—66		
— în condiţii normale		$1 \cdot 10^{13}$	$1 \cdot 10^{13}$
— după menţinere 96 ore la 96 UR		$1{,}3 \cdot 10^{12}$	$4{,}6 \cdot 10^{12}$
— după menţinere 96 ore în apă		$1{,}1 \cdot 10^{12}$	$3{,}2 \cdot 10^{12}$
Rezistivitatea de volum, Ω cm	STAS 6107—66		
— în condiţii normale		$1{,}1 \cdot 10^{14}$	$1{,}1 \cdot 10^{14}$
— după menţinere 96 ore la 96 UR		$4{,}5 \cdot 10^{13}$	$4{,}5 \cdot 10^{13}$
— după menţinere 96 ore în apă		$1{,}5 \cdot 10^{12}$	$1{,}1 \cdot 10^{13}$
— după menţinere 30 zile la 200°C		$1{,}5 \cdot 10^{14}$	$1{,}5 \cdot 10^{14}$
Tangenta unghiului de pierderi dielectrice ***	STAS 2740—60		
— la 50 Hz		0,0167	0,0160
— în condiţii normale		0,0183	0,0173
— după menţinere 96 ore în apă			
— la 1 MHz		0,0065	0,0043
— în condiţii normale		0,0098	0,0064
— după menţinere 96 ore în apă			
Constanta dielectrică, la 50 Hz ***		2,56	2,40

* distanţa între electrozi, 3 mm.
** distanţa între marginile electrozilor, 25 mm.
*** determinări pe epruvete cu dimensiunile de 100 × 100 × δ mm (δ = 1,3 mm)

apă inferioară acelora prezentate în lucrările mai sus menţionate.

În tabela 6 se prezintă proprietăţile electrice în condiţii normale şi după menţinere la umiditate şi la temperatură. Din tabelă se constată că materialele stratificate au proprietăţi superioare acelora prezentate în lucrările [1], [2], [10] şi corespund normelor NID 2 894 — 71 şi tipurilor corespunzătoare din DIN 7 735.

În figura 2 se dă variaţia rezistivităţii de volum cu timpul de menţinere la umiditate de unde se constată că după menţinere la umiditate timp de 90 zile, rezistivitatea de volum scade cu un ordin de mărime, fiind superioară produselor prezente realizate pînă în prezent în ţară şi deci la nivelul celor mai bune produse fabricate astăzi în lume.

Variaţia tangentei unghiului de pierderi cu timpul de menţinere la umiditate este prezentată în figura 3, din care se constată că valorile tangentei unghiului de pierderi dielectrice după menţinere la umiditate sînt superioare acelora prezentate în lucrările mai înainte menţionate. Superioritatea materialelor stratificate avînd ca suport ţesătură de sticlă tratată cu finiş este arătată în tabelele 5 şi 6.

Concluzii

Din cele prezentate se desprind următoarele concluzii.

— Prin tratarea ţesăturilor de sticlă cu finiş se îmbunătăţesc proprietăţile fizico-mecanice şi electrice ale produselor obţinute atît în condiţii normale cît şi la umiditate.

— Timpul de condiţionare a materialelor stratificate la umiditate nu are influenţă asupra proprietăţilor electrice ale materialelor stratificate ce conţin ţesătură de sticlă tratată cu finiş.

— Timpul optim de presarea (pot life) ţesăturilor de sticlă impregnate cu lacul făcînd obiectul lucrării este de maximum 48 ore; după trecerea acestui timp tangenta unghiului de pierderi dielectrice la 50 Hz., creşte progresiv, în timpul menţinerii la umiditate cu creşterea pot life ţesăturii impregnate.

— Materialele stratificate obţinute posedă înalte proprietăţi electrice şi mecanice în condiţii normale de umiditate, fiind superioare tuturor materialelor stratificate realizate pînă în prezent în ţară şi alte ţări. Pentru acest considerent se recomandă în construcţia maşi-

nilor şi aparatelor electrice care vor funcţiona în medii cu umiditate ridicată cît şi la construirea aparatelor pentru înaltă frecvenţă.

Bibliografie

[1] *Nicola, Gr.* Influenţa finişului asupra proprietăţilor sticlotextolitului cu răşini fenoloformaldehidice modificate. În : Electrotehnica, **17**, nr. 3, 1969, p. 100 — 106.

[2] *Nicola, Gr.* Noi tipuri de materiale stratificate cu suport anorganic pentru electrotehnică. In : Materiale Plastice, **6**, nr. 2, 1969, p. 92 — 96.

[3] *Nicola, Gr.* Noi tipuri de materiale stratificate cu suport anorganic pentru electrotehnică. In : Electrotehnica, **19**, nr. 2, 1971, p. 62 — 66.

[4] *Brenner, W.* High temperature plastics New-York, Ed. Reinhold Publishing Corp., 1962.

[5] + + Chemical Abstract, vol. **67**, 1967, p. 33 222 k.

[6] *Nicola, Gr.* şi *Somfeleanu, M.* Materiale stratificate pe bază de ţesătură de sticlă şi azbest pentru electrotehnică, In : Materiale Plastice, **1**, nr. 3, 1964, p. 144 — 147.

[7] *Jösler, M.* Gli effeti dei diversi agenti di legame silanici sulle proprieta dei plastici rinforzate con fibra di vetro. In : Materie Plastiche ed Elastomeri, 6, 1963, p. 652 — — 660.

[8] + + Chemical Abstract, vol. **67**, 1967, p. 54 674 z.

[9] + + Prospect Rhodrosil resine 3 100 — Firma Rhône Poulenc Fr.

[10] *Macău, I,* Preocupări în diversificarea materialelor electroizolante. In : Electrotehnica, **17**, nr. 7 — 8, 1969, p, 294.

Intrat în redacţie la 20.X.1971

Posibilităţi de extindere a limitei superioare de măsurare la megohmmetrul românesc de 2500 V

MIHAI ANTONIU* — Iaşi

CZ 621.317.735.085.4 (498)

La megohmmetrul românesc de 2 500 V, cunoscut sub denumirea prescurtată MT 25 [1], limita superioară de măsurare este de 2 000 MΩ — cea mai mare întîlnită la megohmmetrele de fabricaţie indigenă. De altfel, nici la aparatele similare produse în străinătate [2], [3] această limită nu este cu mult mai mare decît la MT25. Cum, însă, la dispozitivele şi instalaţiile electrice moderne din tehnica curenţilor tari, care utilizează izolaţie electrică pe bază de răşini sintetice, rezistenţa de izolaţie poate atinge $10^4 - 10^6$ MΩ şi chiar mai mult [4], apare necesitatea extinderii corespunzătoare a limitei superioare de măsurare la megohmmetrele destinate verificării unei asemenea izolaţii.

În acest scop, în lucrarea de faţă se examinează două posibilităţi : perfecţionarea logometrului magnetoelectric, în sensul creşterii sensibilităţii acestuia la curenţi mici, şi utilizarea unui logometru electrostatic în locul celui magnetoelectric. Prima soluţie permite creşterea limitei în discuţie cu cel mult un ordin de mărime faţă de cea existentă, iar a doua — cu mai multe ordine de mărime.

Creşterea sensibilităţii logometrului magnetoelectric.

O analiză sumară arată că la logometrul magnetoelectric sensibilitatea la curenţi mici poate fi mărită (lăsînd neschimbat cuplul stabilizant specific), pe seama creşterii inducţiei în întrefierul bobinei care dă cuplul direct. Deoarece logometrul utilizat la MT25 are circuit magnetic cu eficienţă foarte scăzută (flux de dispersie considerabil, reluctanţă mare); se alege pentru scopul propus un logometru magnetoelectric cu diode Zenner [5].

Logometrul cu diode Zenner. La acest tip, întrefierul bobinei care dă cuplul direct este uniform (situaţie în care se poate asigura o inducţie mare fără o creştere exagerată a volumului magnetului permanent) şi ecuaţia de funcţionare liniară, iar transformarea acesteia în una logaritmică, pentru a obţine o formă convenabilă a scării megohmmetrului, se face cu ajutorul unui circuit de corecţie incluzînd diode Zenner.

Pentru simplificare, în cele ce urmează logometrul utilizat actualmente la MT25 va fi notat cu L, iar cel cu diode Zenner cu L_z.

Schema de principiu a aparatului MT25 echipat cu L_z este arătată în figura 1 în care C este convertorul tranzistorizat ce furnizează tensiunea înaltă continuă U necesară alimentării circuitului de măsură; b_1 şi b_2 — bobinele mobile ale logometrului; R_1 şi R_2 — rezistenţe necesare limitării curenţilor în aceste bobine; R_x — rezistenţa de măsurat, K_2 şi R_5 — butonul şi respectiv rezistenţa de control, iar dioda Zenner D şi rezistenţele R_3, R_4 formează circuitul de corecţie menţionat mai sus.

În această schemă, L_z funcţionează în chipul următor : la deviaţii (α) mici ale acului indicator, căderea de tensiune $I_1'(R_3 + R_{b1})$ — unde R_{b1} este rezistenţa bobinei b_1 — este mai mică decît tensiunea de deschidere a diodei D (în sens Zenner), adică $I_1' = I_1$ şi ca urmare mecanismul logometric lucrează la sensibilitatea maximă faţă de raportul I_1/I_2; această situaţie

* Dr. ing. M. *Antoniu* este conferenţiar la Institutul politehnic — Iaşi.

se menţine pînă ce acul indicator ajunge la o anumită deviaţie $\alpha_D (\alpha_D = 0{,}5 \ldots 0{,}8\ \alpha n)$ cînd D se deschide. După aceea, cînd $\alpha > \alpha_D$, circuitul R_3D şuntează bobina b_1 cu o rezistenţă progresiv scăzătoare ceea ce conduce la o scădere progresivă a sensibilităţii logometrului

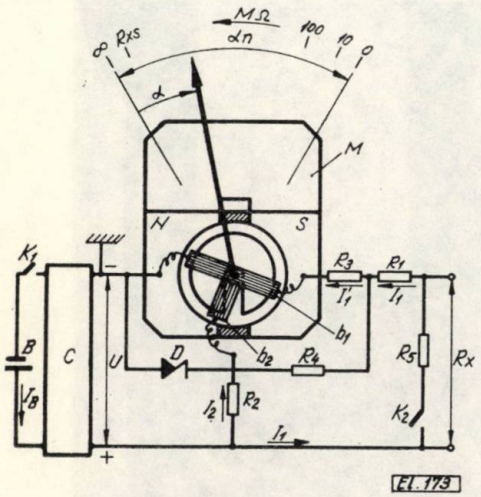


Fig. 1

în intervalul $\alpha_D < \alpha < \alpha_n$ şi ca urmare, ecuaţia de funcţionare a acestuia $\alpha = f(I_1/I_2)$ capătă o formă logaritmică, formă convenabilă (şi necesară) pentru megohmmetrele de tipul celui în discuţie. În rest, schema electrică este identică celei de la MT 25.

În ipoteza $\alpha < \alpha_D$ din figura 1 se pot deduce relaţiile:

$$I_1 = \frac{U}{R_i + R_x} = I_1' \tag{1}$$

$$R_i = R_0 + R_3 + R_1, \quad (R_{b1} \ll R_1) \tag{2}$$

$$I_2 = \frac{U}{R_2} \tag{3}$$

$$M_1 = n_1 I_1' S_1 B_1, \quad M_2 = -K_2 I_2 \alpha \tag{4}$$

$$K_2 \alpha = n_2 S_2 B_2 \tag{5}$$

în care R_0 reprezintă rezistenţa de ieşire a convertorului; M_1 — cuplul direct, în sensul de creştere a deviaţiei α; M_2 — cuplul oponent; n_1 şi S_1 — numărul de spire şi respectiv suprafaţa bobinei b_1; B_1 — inducţia în întrefierul de lucru al acesteia din urmă, iar n_2, S_2 şi B_2 au aceiaşi semnificaţie pentru bobina b_2.

Plecînd de la (4) se găseşte ecuaţia de funcţionare a logometrului:

$$\alpha = \frac{n_1 S_1 B_1}{K_2} \cdot \frac{I_1'}{I_2} = \text{const}\ \frac{I_1'}{I_2} \tag{6}$$

cum şi cuplul stabilizant specific:

$$|M_s| = K_2 I_2. \tag{7}$$

În cadrul lucrării de faţă se consideră drept limită superioară de măsurare a megohmmetrului şi se notează cu R_{xs}, rezistenţa înscrisă pe scara acestuia în dreptul primei diviziuni cifrate, α_s, care urmează după diviziunea ∞; obişnuit $\alpha_s = 2 \ldots 3\%$ din α_n [6]. În această ordine de idei, utilizînd (1) şi (3) şi ţinînd seama că $R_i \ll R_{xs}$, relaţia (6) poate fi transcrisă în forma:

$$R_{xs} = \frac{n_1 S_1 B_1}{\alpha_s K_2 I R_2}, \tag{8}$$

care arată că, lăsînd neschimbat cuplul stabilizant specific ($K_2/R_2 = \text{const.}$), R_{xs} poate fi crescută, în principal, pe seama creşterii inducţiei B_1, adică pe seama creşterii volumului V_M al magnetului permanent.

Între ultimele două mărimi există relaţia:

$$B_1^2 = \frac{\mu_0 V_M}{K \sigma V_\Delta} \cdot B_0 H_0 \tag{9}$$

în care $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}\ H/m$; K şi σ — coeficienţi care ţin seama de reluctanţa circuitului magnetic şi respectiv de fluxul de dispersie; V_Δ — volumul întrefierului, iar B_0 şi H_0 — coordonatele punctului optim de funcţionare al magnetului utilizat. Se observă că B_1 poate fi crescut nu numai crescînd V_M ci şi micşorînd termenii K, σ şi V_Δ, care la L_z sînt sensibil mai mici decît la L [5].

Creşterea sensibilităţii logometrului pe seama creşterii inducţiei în întrefier prezintă şi un important avantaj energetic: odată cu B_1 creşte şi B_2, ceea ce duce, conform cu (5), la creşterea lui K_2 şi ca urmare, pentru a păstra $K_2/R_2 = \text{const.}$, trebuie crescut în acelaşi raport pe R_2, adică micşorat I_2 care dă principala componentă a consumului de energie din circuitul de măsură al megohmmetrului.

Pentru $\alpha = \alpha_n$ (acul indicator la $R_x = 0$), din figura 1 rezultă relaţiile:

$$\frac{I_{1n}}{I_{1n}'} = \frac{R_{b1} + R_3}{R_D + R_4} + 1 = m \tag{10}$$

$$I_{1n} = \frac{U_n}{R_i}, \quad I_{2n} = \frac{U_n}{R_2} \tag{11}$$

în care indicele n se referă la valorile mărimilor respective pentru $\alpha = \alpha_n$, R_D este rezistenţa dinamică a diodei D, iar m — un parametru ce hotărăşte, în principal, forma scării gradate în unităţi de R_x. În baza acestora, (5) şi (6) devin:

$$K_2 \alpha_n = n_2 S_{2n} B_{2n} \tag{12}$$

$$\alpha_n = \frac{n_1 S_1 B_1 R_2}{m K_2 R_i} \tag{13}$$

de unde, utilizînd (8) şi (12) şi ţinînd seama că

prin construcție $B_{2n} \approx B_1$ și $S_{2n} \approx S_1/2$, se obțin relațiile importante pentru calcul:

$$R_{xs} = m R_i \frac{\alpha_n}{\alpha_s} \tag{14}$$

$$\frac{n_1}{n_2} = \frac{m R_i}{2 R_2}. \tag{15}$$

De asemenea, notînd cu U_s valoarea tensiunii U pentru $\alpha = \alpha_s$ și cu U_n valoarea aceleiași tensiuni pentru $\alpha = \alpha_n$, în baza aceleiași figuri rezultă relația:

$$U_n = \frac{U_s}{1 + \frac{R_0(R_i + R_2)}{R_i R_2}} \tag{16}$$

ce servește la calculul cuplului stabilizant specific minim

$$M_{sm} = \frac{n_2 S_1 B_1 U_n}{2 \alpha_n R_2}, \tag{17}$$

expresie dedusă din (7), (11), (12) și în baza căreia se poate calcula factorul de calitate Keinath al mecanismului logometric:

$$\Gamma = \frac{10 \alpha_n M_{sm}}{G^{1,5}} \tag{18}$$

unde G este greutatea organului mobil.

Exemplu de calcul și construcție. Fie de realizat un megohmmetru cu L_z (păstrînd cutia și convertorul de la MT25) care să aibă $R_{xs} = 10\,000$ MΩ și aceleași valori pentru U_s, α_s, α_n și Γ ca la MT25, adică $U_s = 2\,600$ V, $\alpha_s = 2°$, $\alpha_n = 60°$ și $\Gamma = 0{,}067$; alți parametri ai aparatului MT25 interesînd problema de față sînt $R_0 = 7$ MΩ, $n_1 = 2\,050$ spire, $n_2 = 3\,000$ spire, B_1 la $\alpha = 0$ este 0,08 T, $V_M = 48$ cm³, $V_\Delta \approx 3{,}5$ cm³.

Deoarece R_{xs} impus este mare se aleg: $m = 8$ și $n_1/n_2 = 2$, iar pentru că B_1 urmează să fie sensibil mai mare decît la L se adoptă $B_1 = 0{,}25$ T, $n_2 = 1\,500$ spire, $V_\Delta = 2$ cm³ (în egale condiții V_Δ la L_z este cam jumătate din cel existent la L). Cu aceste date, utilizînd Alnico 24/3,8 — care are $B_0 = 0{,}925$ T și $H_0 = 320$ A/cm [7] — și ținînd seama că la configurația circuitului magnetic folosit $K \approx 1{,}2$ și $\sigma \approx 2{,}5$ [8], din (9), rezultă $V_M = 97$ cm³. Se adoptă magnetul fabricat în țară pentru milivoltmetrele și logometrele „Automatica" București, care are $V_M = 70$ cm³, dezvoltă $B_1 \approx 0{,}3$ T și permite montarea bobinelor b_1 și b_2 cu $S_1 = 7$ cm² și $S_2 = 3{,}5$ cm². În acest fel, cu datele cunoscute pînă acum, din (14), (15) și (17) se obțin $R_i \approx 40$ MΩ, $R_2 \approx 80$ MΩ și $M_{sm} = 3{,}6$ μNm/rd.

În figura 2 se arată megohmmetrul cu L_z, construit pe baza calculelor de mai înainte. Deși corpul logometrului a încăput la limită între regletele convertorului, înălțimea acestuia (după axa organului mobil) este cu 15 mm mai mică decît la L, ceea ce ar permite o oarecare reducere a înălțimii cutiei aparatului — în prezent cam mare. Ceilalți parametri ai aparatului construit sînt trecuți în tabela 1.

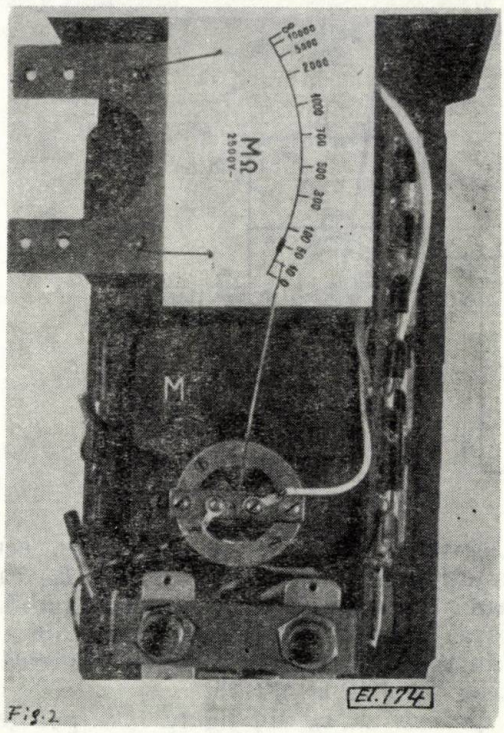


Fig. 2

Tabela 1

Logometrul.	G (gf)	Γ	V_M (cm³)	P (gf)	R_{xs} (MΩ)	I_2 (μA)	U_n (V)	I_B (mA)
L	2,41	0,067	48	711	210^3	250	900	230
L_z	2,90	0,072	70	980	10^4	35	1700	200
L_E	1,20	0,15	—	140	$\frac{10^5}{10^3}$	0	$\frac{2550}{2350}$	120

Un calcul similar cu cel de mai sus arată că utilizînd Alnico cu performanțe maxime se poate merge cu R_{xs} pînă la cel mult 20 000 MΩ, adică cu cel mult un ordin de mărime mai sus decît la MT25. De aceea, pentru $R_{xs} > 10^4$MΩ autorul propune a se utiliza un logometru electrostatic în locul celui magnetoelectric.

Utilizarea unui logometru electrostatic

Soluția permite extinderea limitei R_{xs} pînă la 10^7MΩ și chiar mai mult, cu un consum de energie în mecanismul logometric practic nul, însă necesită tensiune de alimentare a circuitului de măsură de cel puțin 1 000 V, cum și o ecranare electrostatică a organului mobil mai îngrijită. Ca idee, această soluție este cunoscută

[9], [10] însă nu s-a răspîndit, pe de o parte din cauza unor neajunsuri ale logometrului electrostatic clasic (în special factor de calitate scăzut) iar pe de altă parte, pentru că cerinţele în ceea ce priveşte R_{xs} erau satisfăcute în întregime de către logometrul magnetoelectric.

În cele ce urmează se prezintă un megohmmetru ce utilizează un nou tip de logometru — logometru electrostatic cu variaţie de tensiune [11]. La acesta, spre deosebire de cel clasic [10] dependenţa cuplurilor active de unghiul de rotire al organului mobil, se realizează nu prin modificarea corespunzătoare a geometriei electrozilor activi ci prin varierea tensiunilor de intrare la aceştia, cu ajutorul a două divizoare capacitive variabile, alcătuite şi comandate de însuşi mecanismul logometric. Faţă de tipul clasic, acesta are geometria mai simplă şi factorul de calitate sensibil mai bun.

Schema de principiu a megohmmetrului menţionat este arătată în figura 3. Aici, circuitul de măsură, format din rezistenţa de măsurat R_x şi rezistenţa de referinţă R_e, furnizează tensiunile U_1 şi U_2 care intrînd în logometrul electrostatic cu variaţie de tensiune, L_E, produc o deviaţie α dependentă de raportul R_x/R_e şi independentă faţă de variaţiile în anumite limite, ale tensiunii de alimentare U.

Logometrul electrostatic cu variaţie de tensiune

În figurile 3 şi 4 se arată forma constructivă, iar în figura 5 — schema electrică a acestuia. Aici, electrodul mobil e_m izolat electric faţă de axul 4 prin intermediul bucşei 5, împreună cu

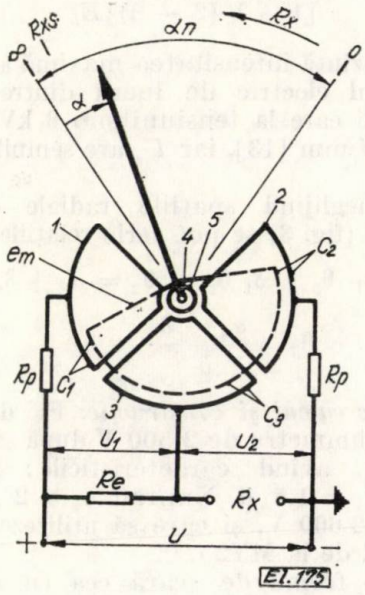


Fig. 3

electrozii ficşi 1, 2, 3, formează condensatoarele de lucru C_1 şi C_2 cum şi condensatorul divizor C_3. În C_1 se dezvoltă cuplul direct (M_1), în sensul de creştere a derivaţiei α, iar în C_2 — cuplul oponent (M_2). C_3 serveşte la varierea tensiunilor V_1 şi V_2, în scopul de a face ca M_1 şi M_2 să depindă de α şi totodată — la realizarea legăturii capacitive dintre e_m şi borna fixă respectivă, iar rezistenţele R_p au rolul de a proteja mecanismul logometric în caz de scurt-circuit între electrozii activi.

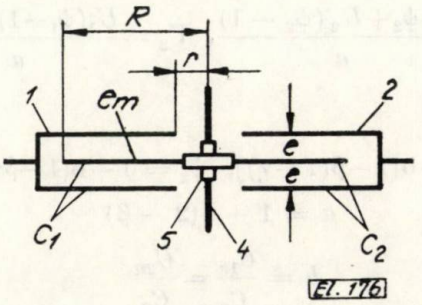


Fig. 4

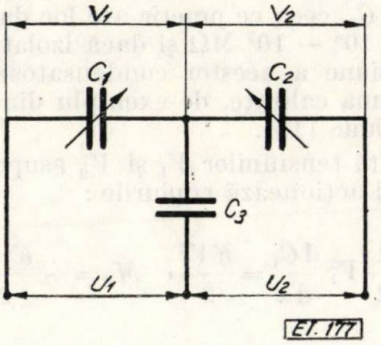


Fig. 5

În baza figurilor 3 şi 5 se pot scrie relaţiile :

$$U_1 = \frac{U R_e}{R_e + R_x}, \quad U_2 = \frac{U R_x}{R_e + R_x}$$

$$V_1 = \frac{U_1(C_1+C_2)+U_2C_2}{C_1+C_2+C_3}, \quad V_2 = \frac{U_2(C_1+C_2)+U_1C_1}{C_1+C_2+C_3} \tag{19}$$

$$C_1 = C_{10} + K\alpha, \quad C_2 = C_{20} - K\alpha$$

de unde, utilizînd substituţiile :

$$\beta = \frac{C_{1n}-C_{10}}{C_{1n}} = \frac{C_{20}-C_{2n}}{C_{20}} \tag{20}$$

$$K = \frac{\beta C_{1n}}{\alpha_n} = \frac{\beta C_{20}}{\alpha_n}$$

$$\eta = \frac{\alpha}{\alpha_n} \tag{21}$$

$$\mu = \frac{R_x}{R_e} \tag{22}$$

se obțin :

$$U_1 = \frac{U}{1+\mu}, \quad U_2 = \frac{\mu U}{1+\mu} \tag{23}$$

$$V_1 = \frac{U_1\psi_2 + U_2(\psi_2 - 1)}{a}, \quad V_2 = \frac{U_1(\psi_1 - 1) + U_2\psi_1}{a} \tag{24}$$

în care

$$\psi_1 = 1 + b[1 - \beta(1-\eta)], \quad \psi_2 = 1 + b(1 - \beta\eta) \tag{25}$$

$$a = 1 + b(2 - \beta) \tag{26}$$

$$b = \frac{C_{1n}}{C_3} = \frac{C_{20}}{C_3} \tag{27}$$

și unde C_{10}, C_{20} și C_{1n}, C_{n2} reprezintă valorile capacităților respective pentru $\alpha = 0$ și $\alpha = \alpha_n$.

La deducerea relațiilor (19), s-a presupus că R_2 și R_x sînt mici în comparație cu rezistențele de izolație ale condensatoarelor cu aer C_1, C_2 și C_3, ceea ce practic are loc dacă R_x este cel mult $10^6 - 10^7$ MΩ și dacă izolația părților sub tensiune a acestor condensatoare este de foarte bună calitate, de exemplu din polistiren electrotehnic [12].

Datorită tensiunilor V_1 și V_2 asupra organului mobil acționează cuplurile :

$$M_1 = \frac{1}{2} V_1^2 \frac{dC_1}{d\alpha} = \frac{KV_1^2}{2}, \quad M_2 = -\frac{K_2 V_2^2}{2}, \tag{28}$$

de unde punînd condiția de echilibru $M_1 + M_2 = 0$ și utilizînd (23) și (24) se obține ecuația de funcționare a megohmmetrului :

$$m(1 - 2\eta) = \frac{\mu - 1}{\mu + 1} \tag{29}$$

în care

$$m = \beta b \tag{30}$$

este un parametru al acestuia.

În figura 6 se arată forma scării, conform cu (29); se observă că pentru $m = 1$ megohmmetrul cu L_E are limitele 0 și ∞ întocmai ca MT25.

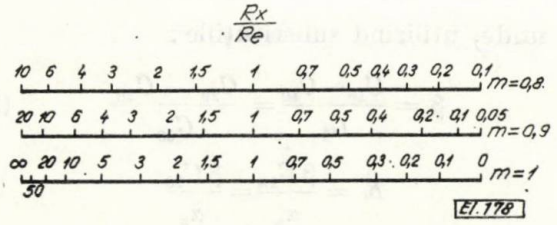


Fig. 6

Calculul logometrului L_E constă în determinarea dimensiunilor R și e (fig. 4), cum și a unghiurilor la centru ale electrozilor ficși 1, 2, 3 (θ_1, θ_2, θ_3) și a celui mobil (θ).

Prima se calculează cu relația :

$$R^2 = \frac{e\alpha_n[1 + b(2 - \beta)]^2 M_s}{\varepsilon\beta b U_s^2} \tag{31}$$

ce derivă din expresia cuplului stabilizant specific

$$M_s = \frac{\partial}{\partial\alpha}(M_1 + M_2) = \left| \frac{b\beta^2 U^2 C_{1n}}{a^2 \alpha_n^2} \right|$$

asociată cu relațiile

$$C_{1n} \approx \frac{\varepsilon R^2}{e}(\alpha_n + \delta), \quad C_{10} \approx \frac{\varepsilon R^2 \delta}{e}, \quad (r^2 \ll R^2) \tag{32}$$

deduse din figurile 3 și 4 și în care δ reprezintă unghiul de întrepătrundere dintre electrozii *1* și e_m în situația $\alpha = 0$, iar ε — permitivitatea dielectricului (aerul) dintre electrozii activi. Tot în asociere cu (32), (20) capătă forma :

$$\beta = \frac{1}{1 + \delta/\alpha_n}. \tag{33}$$

Un calcul simplu bazat pe (23) și (24), arată că tensiunea cea mai mare dintre electrozii activi apare la bornele lui C_2 cînd $R_x = R_{xs}$ și dintr-o cauză sau alta (oscilații ale organului mobil, etc), $\alpha = 0$. Notînd această tensiune cu V_{2M}, există relația :

$$V_{2M} = \frac{(1 + b)\, U_s}{a}$$

și ca urmare

$$e = \frac{(1 + b)\, U_s}{[1 + b\,(2 - \beta)]E_L} \tag{34}$$

unde E_L reprezintă intensitatea maximă admisă pentru cîmpul electric de lucru dintre electrozii activi și care la tensiuni sub 6 kV se ia 0,4 ... 0,7 kV/mm [13], iar U_s are semnificația din (16).

În fine, neglijînd spațiile radiale dintre electrozii ficși (fig. 3) se pot scrie relațiile :

$$\theta = \theta_2 + \theta_3 + \delta, \quad \theta_1 = \theta_2 = \alpha_n + \delta,$$

$$\theta_3 = \frac{\alpha_n + \delta}{b}. \tag{35}$$

Exemplu de calcul și construcție. Fie de realizat un megohmmetru de 2 500 V după schema din figura 3, avînd caracteristicile : $R_{xs} = 10^5$MΩ, $M_s = 1{,}5$ μ Nm/rad $\alpha_s = 2°$, $\alpha_n = 60°$. $U_s = 2\,600$ V, și care să utilizeze cutia și convertorul de la MT25.

Alegînd ca formă de scară cea cu $m = 1$ (limite 0 — ∞), se observă că pentru R_{xs} și α_s din problemă, cea mai apropiată diviziune este $\mu = 30$ și ca urmare, utilizînd (22), se găsește $R_e = 3\,300$ MΩ; pentru a se putea măsura și rezistențe mai mici se prevede a doua treaptă de sensibilitate cu $R'_e = 100$ MΩ

(nefigurată pe schemă). De asemenea, alegînd $E_L = 0{,}6$ kV/mm şi $\delta = 20°$, din (31), (34) şi (35) se obţin : R = 26 mm ; $e \approx 4$ mm ; $\theta_1 = \theta_2 \approx 90°$, $\theta_3 \approx 70°$; $\theta = 180°$.

Megohmmetrul construit pe baza acestor calcule este arătat în figura 7, unde K_2 este comu-

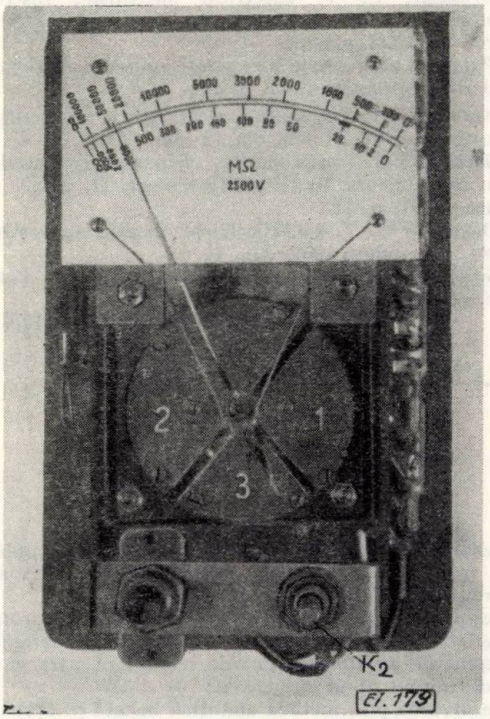


Fig. 7

tatorul de game de măsură. Acesta (realizat prin modificarea unui comutator de tensiune de la megohmmetrul românesc de 500/1000 V) are trei poziţii din care două servesc la comutarea rezistenţelor de referinţă R_e şi R'_e în circuitul de măsură, iar a treia realizează controlul tensiunii prin comutarea unei rezistenţe cunoscute în locul lui R_x, după un principiu asemănător cu cel de la MT 25.

La măsurarea lui U_s s-a găsit 3 400 V ; pentru a reveni la valoarea impusă iniţial s-a crescut numărul de spire din primarul transformatorului convertorului, ceea ce a permis o importantă micşorare a curentului I_B absorbit de la bateria de alimentare.

Pentru descărcarea condensatoarelor multiplicatorului de tensiune s-a prevăzut o rezistenţă $R_D = 1\,000$ MΩ (la aparatul din figura 1 descărcarea se face prin R_2). În plus, pentru eliminarea erorilor datorită curenţilor de scurgere s-a întărit izolaţia (cu bucşe de plexiglas) bornelor megohmmetrului, cum şi la elementele care alcătuiesc circuitul de măsură. Principalii parametri ai aparatului construit sînt trecuţi în tabela 1.

Încercările experimentale au arătat că, dacă izolaţia elementelor sub tensiune ale circuitului de măsură se face din polistiren electrotehnic şi dacă aceste elemente sînt ecranate corespunzător, atunci se poate merge cu R_{xs} pînă la 10^7MΩ.

Comparaţie între logometrele L, L_z şi L_E

Principalele caracteristici ale acestora sînt trecute în tabela 1, în care P reprezenta greutatea logometrului respectiv, iar celelalte notaţii au semnificaţia din text. Valorile curenţilor I_2 au fost măsurate la $U = 2\,500$ V, iar U_n şi I_B — la $U_B = 8{,}2$ V.

Comparînd mai întîi pe L cu L_z se observă că acesta din urmă, cu preţul creşterii volumului magnetului permanent şi a greutăţii totale cu mai puţin de 50%, permite creşterea lui R_{xs} de 5 ori şi reducerea consumului din circuitul bobinei derivaţie de peste 6 ori.

Comparînd acum pe L_E cu L_z, se observă că primul are parametri de calitate sensibil mai buni decît al doilea. Atrage atenţia în special consumul scăzut (I_B) la L_E, cum şi faptul că tensiunea în circuitul de măsură variază foarte puţin cînd R_x variază de la R_{xs} pînă la 0. Toate acestea probează că logometrul electrostatic, mai ales cel cu variaţie de tensiune, ar putea scoate din impas megohmmetrul logometric — aparat mai simplu, mai robust şi mai ieftin (în condiţiile indigene) decît cel cu microampermetru şi stabilizator de tensiune.

Un dezavantaj ce apare la utilizarea logometrului electrostatic la megohmmetre, constă în necesitatea unor rezistenţe de referinţă precise şi de valori foarte mari ($10^3 \div 10^2$ MΩ) ; se pare, însă că această ultimă problemă este deja rezolvată satisfăcător [14].

Evident, aprecierile de mai sus impun şi un anumit coeficient de rezervă, deoarece sînt făcute pe baza unor încercări de laborator şi nu în urma unor verificări îndelungate în condiţii de exploatare.

O parte din materialele utilizate la experimentările descrise au fost procurate cu anumite înlesniri de la IRME-Sibiu, căreia autorul îi aduce mulţumirile cuvenite.

Concluzii

— Utilizînd un logometru magnetoelectric cu diode Zenner al cărui magnet este cu 50% mai mare decît cel utilizat la logometrul megohmmetrului românesc de 2 500 V, limita superioară de măsurare a acestuia din urmă a crescut de la 2.10^3 MΩ la 10^4MΩ, cu menţinerea aceluiaşi factor de calitate Keinath şi există posibilitatea de a extinde această limită pînă la cel mult 2.10^4MΩ — valoare ce nu mai satisface decît parţial cerinţele încercărilor izolaţiei electrice moderne.

— Utilizînd un logometru electrostatic cu variaţie de tensiune şi îmbunătăţind întrucîtva

calitatea izolației circuitului de măsură, limita superioară a megohmmetrului menționat a crescut la 10^5MΩ, iar consumul de energie de la bateria de alimentare a scăzut aproape la jumătate față de cel al aparatului inițial; cu o izolație electrică de foarte bună calitate se poate merge cu limita în discuție pînă la $10^6 \div 10^7$ MΩ — valori ce acoperă în întregime cerințele actuale în ceea ce privește încercarea izolației în domeniul curenților tari.

Bibliografie

[1] Ministerul Energiei Electrice — Catalog de produse 1970, p. 11.

[2] Megohmmetre „Megger". Deutsches Elektrohandwerk, nr. 8, 20 aprilie, 1971, p. 475.

[3] Catalog „Mashpriborintorg " V/0, Moskva, 1970, p. 125.

[4] *Bruins, P. F.* Plastics for Electrical Insulation. New York, John, Wileg, 1968, p. 141.

[5] *Antoniu, M.* Megohmmetru tranzistorizat utilizînd logometru cu diode Zenner. In: Calitatea producției și metrologie, 1972 (sub tipar).

[6] *Arutiunov, V. O.* Instrumente și aparate electrice de măsurat. București, Ed. Tehnică, 1952, p. 202.

[7] *Cedighian, S.* Materiale magnetice. București, Ed. Tehnică, 1967, p. 66.

[8] *Stanek, J.* Technik electrischer Messgeräte. Berlin, (VEB) 1961, p. 149.

[9] *Drysdale, C. V.* Electrical measuring Instruments other than integrating Meters. In: Inst. Electr. Eng. vol. 66, 1928, p. 596.

[10] *Palm, A.* Elektrische Messgerate und Messeinrichtungen. Berlin, Springer, 1963, p. 144.

[11] *Antoniu, M.* Logometru electrostatic; certificat de inventator nr. 51 903, din 12 mai 1969.

[12] *Garton, C. G.* The properties of insulating Material used in Instruments. In: Proc. IEE Part. II, vol. 98, nr. 66, dec. 1951, p. 728.

[13] *Drysdale, C. V.* ș.a. Electrical measuring Instruments vol. I, London, 1952, cap. 10.

[14] *Galpern, B. S.* Nepravolocinîe Rezistori Leningrad Energia, 1968, p. 217.

Intrat în redacție la 13.VII.1971

TEZE DE DOCTORAT

(BRAȘOVAN, I: Contribuții la studiul și calculul transformatoarelor de curent în regim permanent cu saturarea miezului feromagnetic. Conducător științific — prof. dr. ing. C. Șora.

Transformatorul de curent este un aparat des folosit în electrotehnică, în special în instalațiile de măsurare, protecție prin relee și automatizare ale sistemelor energetice. Principalele aspecte ale comportării transformatoarelor de curent din astfel de instalații au fost prezentate în introducere. În continuare, teza de doctorat s-a referit la studiul și calculul transformatorului de curent în regimul permanent sinusoidal al curentului primar, cu saturarea miezului feromagnetic, folosindu-se metode ale electrotehnicii neliniare. Teza de doctorat conține unele contribuții originale, dintre care se amintesc cîteva în continuare.

a) Aplicarea metodei liniarizării armonice la studiul comportării transformatorului de curent în regimul permanent periodic a permis elaborarea unei scheme structurale a transformatorului de curent; această schemă structurală nu este cunoscută în literatura de specialitate. Cu ajutorul schemei structurale s-a realizat o prezentare de ansamblu intuitivă și sistematică a posibilităților de micșorare a erorilor transformatorului de curent în regimul sinusoidal al curentului primar. La saturarea pronunțată a miezului feromagnetic al transformatorului de curent, metoda liniarizării armonice și schema structurală permit o apreciere aproximativă a comportării transformatorului de curent.

b) Calculul curentului secundar al transformatorului de curent în regimul permanent periodic cu saturarea miezului feromagnetic necesită rezolvarea ecuațiilor transformatorului de curent. În teza de doctorat s-au dezvoltat teoretic următoarele metode de rezolvare ale acestor ecuații:

— rezolvarea prin metoda izoclinelor, sarcina secundară a transformatorului de curent avînd caracter inductiv;

— rezolvarea printr-o metodă grafică mai simplă decît cea a izoclinelor, circuitul secundar al transformatorului de curent avînd caracter pur rezistiv;

— rezolvarea prin metoda analitică bazată pe aproximarea caracteristicii magnetice neliniare a circuitului feromagnetic prin segmente de dreaptă, sarcina secundară a transformatorului de curent fiind inductivă;

— rezolvarea prin metoda analitică bazată pe aproximarea polinomială a caracteristicii magnetice neliniare a circuitului feromagnetic și balanța armonică cu considerarea pierderilor de energie ce au loc în miezul feromagnetic al transformatorului de curent, circuitul secundar avînd caracter inductiv;

— rezolvarea cu ajutorul calculatorului analogic, sarcina secundară a transformatorului de curent fiind inductivă;

— rezolvarea prin intermediul calculatorului analogic, cu considerarea pierderilor de energie din miezul de fier al transformatorului de curent, circuitul secundar avînd caracter pur rezistiv.

Se relevă că fiecare dintre metodele de rezolvare prezentate conțin aspecte noi, necunoscute în literatura de specialitate consacrată studiului și calculului transformatorului de curent.

c) Metodele de calcul ale curentului secundar al transformatorului de curent în regimul permanent periodic cu saturarea miezului feromagnetic au fost verificate experimental de autorul tezei de doctorat, constatîndu-se abateri de ordinul procentelor între rezultatele calculate și cele determinate experimental. Comparînd rezultatele obținute prin diferite metode de calcul, s-a ajuns la concluzia că utilizarea calculatoarelor analogice la rezolvarea ecuațiilor transformatorului de curent a dus la obținerea unor rezultate precise și la reducerea simțitoare a timpului necesar efectuării operațiilor.

În încheiere se semnalează faptul că metodele de calcul dezvoltate în teza de doctorat au aplicabilitate mai generală, permițînd și calculul unor circuite electrice neliniare care au ecuații asemănătoare cu cele ale transformatorului de curent.

Teza a fost susținută în luna decembrie 1971, în cadrul facultății de Electrotehnică a Institutului politehnic „Traian Vuia" din Timișoara

INVENŢII

Procedeu şi dispozitiv pentru reglajul sub sarcină automat al transformatoarelor trifazate

Reglajul sub sarcină automat al tensiunii la transformatoare, conduce la o serie de avantaje, atît în reţelele electrice de distribuţie cît şi în diverse procese tehnologice. Din punct de vedere al realizării, reprezintă o problemă complexă, cu soluţii diverse, avantajoase de la caz la caz, în funcţie de putere, tensiune, precizia cerută.

Un aspect frecvent al problemei este acela de a menţine la ieşirea din transformator, o tensiune practic constantă atunci cînd tensiunea de alimentare variază.

Un caz special al acestui aspect, este legat de menţinerea practic constantă a tensiunii cu liniile de distribuţie lungi, de 380/220 V.

Soluţia clasică a reglajului sub sarcină automat constă în general într-un dispozitiv care sesizează diferenţa de tensiune faţă de o valoare constantă şi transmite o comandă de corectare unui servomotor care acţionează reglajul sub sarcină. Sînt necesare şi o serie de prevederi pentru evitarea unor manevre greşite. Această soluţie este prea complicată pentru puterile mici. La puterile foarte mici, se folosesc cu succes stabilizatoarele de tensiune cu ferorezonanţă, al căror randament este însă, relativ scăzut şi care la puteri mai mari devin neeconomice.

Uneori se foloseşte reglajul redus de trepte şi schimbarea acestora prin contactoare acţionate electromagnetic, ceea ce nu conduce totuşi la o soluţie simplă.

În cele ce urmează, se prezintă un procedeu şi un dispozitiv [1] destinat în special reglajului automat în reţelele de tensiune joasă (380V) şi pentru puteri relativ mici (de ordinul 10 k VA). Principiul de funcţionare al acestui reglaj poate rezulta din figura 1. Autotransformatorul trifazat *1*, are bobinajul prevăzut cu prize. Alimentarea de la reţea se face spre exemplu, în punctele a_2, b_2, c_2. Ieşirea se poate obţine prin comutare, din punctele a, b, c, a_2, b_2, c_2 sau a_3, b_3, c_3. Numărul prizelor poate fi mărit după necesităţi.

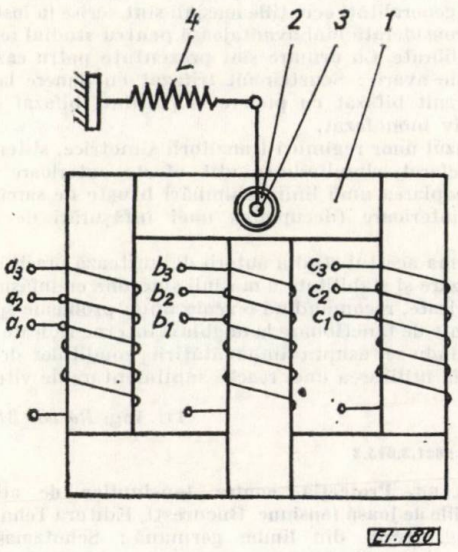


Fig. 1

Este caracteristic modul de sesizare a variaţiei la tensiunea de alimentare şi de acţionare. Pentru aceasta, se prevede în jugul autotransformatorului *1*, o gaură cilindrică, perpendiculară pe tole iar în aceasta se introduce un rotor *2*, situat pe axul *3*. Atunci cînd atotransformatorul este alimentat acest rotor este supus acţiunii unui cîmp învîrtitor, datorat fluxului din miezul magnetic, care caută să-l rotească. Rotorul este reţinut de un resort *4*, astfel că nu se poate roti decît cu un unghi limitat, cu atît mai mare cu cît cuplul este mai mare, şi care la rîndul său depinde de inducţia în miezul magnetic şi deci de tensiunea de alimentare a autotransformatorului.

Axul rotorului poate comanda un comutator de schimbare a prizelor, în sensul corectării tensiunii. Reglajul se poate face numai pe secundar întrucît o reglare pe primar, ar

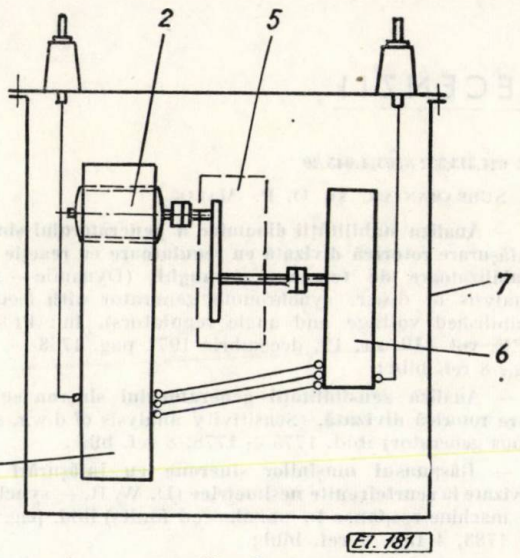


Fig. 2

modifica variaţia inducţiei, deci cauza care produce rotirea rotorului.

Principial rezultă deci, că rotorul serveşte concomitent şi ca element de sesizare a variaţiei de tensiune, şi ca motor de acţionare a comutatorului. Rotorul poate fi un simplu cilindru din oţel masiv. Nu apare vreun bobinaj al motorului. Rezultă deci o soluţie de mare simplitate.

Traducerea în practică a acestora, conduce însă la unele probleme, care pot fi rezolvate după cum urmează.

Cuplul care rezultă este în general slab; astfel încît poate depăşi relativ greu frecările la comutator. Situaţia se poate ameliora sensibil, folosind un sistem de demultiplicare cu roţi dinţate, ca de ceasornic, între axul rotorului şi al comutatorului ceea ce permite ca rotorul să execute între poziţiile extreme, mai multe rotaţii complete.

Resortul urmează să se lege în acest caz printr-o pîrghie de axul comutatorului, care se poate roti cu un unghi α relativ mic ($\alpha < 120°$).

În figura 2 este dat un exemplu de realizare, în care cuplarea între axul rotorului şi axul comutatorului *6*, se face prin cutia de demultiplicare *5*. Ansamblul este montat în cutia *7*, care poate fi umplută cu ulei.

Un sistem avantajos poate fi şi acela adaptat unui auto transformator cu role de contact care se rostogolesc pe generatoarea unor bobinaje cilindrice, cu spirele neizolate pe traseul rolelor, în care caz se obţine un reglaj practic, fără trepte.

Precizia de reglare este în general redusă prin existenţa următoarelor aspecte.

Din cauza frecărilor la aceeaşi tensiune de alimentare a autotransformatorului apar două puncte de funcţionare a

reglajului, după cum la tensiunea respectivă s-a ajuns pornind de la o tensiune mai mare ca aceasta, sau mai mică, (un efect asemănător celui de „hysterezis"). Apropierea celor două puncte de funcţionare şi deci mărirea preciziei, se obţine prin micşorarea rezistenţelor de frecare, în ansamblul construcţiei. Dependenţa între tensiunea de alimentare şi cuplul rotorului nu este liniară.

Printr-o dimensionare adecvată a rotorului, şi întrefierului se poate obţine o corespondenţă satisfăcătoare.

Aspectele teoretice legate de funcţionarea acestui rotor de motor asincron sînt complexe. Trebuie remarcat că o parte importantă a fluxului autotransformatorului ocoleşte rotorul şi că fluxul care trece prin rotor creşte sensibil, cînd se saturează zonele înconjurătoare din miezul autotransformatorului. Rotorul fiind calat apar fenomenele cunoscute în astfel de situaţii. Remarcăm că este totuşi vorba de un rotor de dimensiuni mici, astfel că problemele legate de pierderi şi încălzire, pot fi depăşite.

Cele mai bune rezultate s-au obţinut cu un rotor masiv din oţel.

Randamentul ansamblului autotransformator — rotor este ridicat, greutatea şi costul sînt relativ reduse.

Soluţia este avantajoasă la puterile mici şi în situaţiile în care pornind de la o alimentare cu tensiune variabilă este satisfăcătoare obţinerea unei tensiuni aproximativ constante.

Bibliografie

[1] *Grosu, Şt.* Procedeu şi dispozitiv pentru reglajul automat sub sarcină la transformatoarele de putere trifazate. Nr. invenţie 47779. Dosar OSIM 47928. Titular MICM Autor *Şt. Grosu*

Ing. *St. Grosu*

RECENZII

CZ 621.313.322–503.4.045.29

P. SUBRAMANIAN şi O. P. MALIK

— **Analiza stabilităţii dinamice a generatorului sincron cu înfăşurare rotorică divizată cu regulatoare cu reacţie inversă, stabilizatoare de tensiune şi unghi.** (Dynamic — stability analysis of d.w.r. synchronous generator with feedback — stabilished voltage and angle regulators). In: Proceedings IEE, vol. **118**, nr. 12, decembrie 1971 pag. 1768 — 1774, 14 fig., 8 ref. bibl;

— **Analiza sensibilităţii generatorului sincron cu înfăşurare rotorică divizată.** (Sensitivity analysis of d.w.r. synchronous generator) ibid. 1775 — 1778, 8 ref. bibl;

— **Răspunsul maşinilor sincrone cu înfăşurări rotorice divizate la scurtcircuite nesimetrice** (D. W. R. — synchronous- — machine response to unbalanced foults) ibid. pag. 1779 — — 1783, 4 fig., 8 ref. bibl;

— **Studii asupra stabilităţii tranzitorii a generatorului sincron cu înfăşurări rotorice divizate** (Transient — stability studies of d.w.r. synchronous generator) ibid. pag. 1784 — 1790, 10 fig. 10 ref. bibl.

În ultimii ani problema funcţionării stabile a generatoarelor sincrone la unghiuri interne de peste 90° a devenit tot mai discutată în literatura de specialitate şi soluţia utilizării unei a doua înfăşurări rotorice de stabilizare fiind tot mai des propusă.

În sistemele energetice actuale de foarte înaltă tensiune (peste 400 kV) în golurile de sarcină, în special noaptea, puterea cerută scade foarte mult şi liniile de transport se comportă ca nişte puternici consumatori capacitivi cedînd o energie reactivă importantă care trebuie compensată de diversele generatoare din sistem. Acest lucru cere ca maşinile sincrone respective să funcţioneze la o putere activă foarte coborîtă, cît mai dezexcitate sau chiar cu excitaţie inversată, aceasta echivalînd cu o funcţionare în zona unor unghiuri interne foarte mari (peste 150°). Soluţiile clasice care utilizează maşini sincrone cu o singură înfăşurare de excitaţie permit funcţionarea pînă la unghiuri interne maxime de 120° neoferind nici o altă posibilitate pentru unghiuri de dezacord mai ridicate. Varianta propusă utilizează pe rotor două înfăşurări de excitaţie (decalate la 90° sau în cazul de faţă la 67°), din care una obişnuită, numită de putere reactică şi o a doua parte stabilizarea, denumită de cuplu, comandate în general funcţie de unghiul intern, de derivata sa precum şi de diverse reacţii de tensiune şi acceleraţie.

Acest sistem permite menţinerea unei funcţionări stabile pentru orice unghi de dezacord, comanda înfăşurărilor realizîndu-se prin elemente statice cu tiristoare cu constante de timp mult mai coborîte decît constantele de timp mecanice ale sistemului.

În suita de patru lucrări ale celor doi autori se realizează un studiu amănunţit asupra stabilităţii unei asemenea maşini prin diverse metode analitice sau numerice.

Primul şi al doilea articol se ocupă de influenţa asupra stabilităţii maşinii a diverselor tipuri de regulatoare, determinîndu-se ecuaţiile caracteristice şi prin utilizarea criteriului Routh-Hurwitz domeniul de stabilitate. Pentru studiul variaţiei simultane a doi parametri din sistem se foloseşte metoda D de partiţie, metodă utilizată în special pentru regulatorul proporţional de unghi, cel mai important regulator din sistem. Studiile încep prin linearizarea ecuaţiilor maşinii sincrone, diversele regulatoare fiind introduse prin funcţiile de transfer cunoscute. În aceste articole se urmăreşte influenţa diverselor constante de tip şi coeficienţii de amplificare asupra stabilităţii dinamice a maşinii, concluziile la care se ajunge accentuează importanţa regulatorului de viteză faţă de soluţiile anterioare care-l ignorau.

Articolele trei şi patru se ocupă de răspunsul tranzitoriu al acestor generatoare echipate cu regulatoarele amintite. Pentru generalităţi ecuaţiile maşinii sînt scrise în instantaneu, formă considerată mai avantajoasă pentru studiul regimurilor dezechilibrate. Ca urmare sînt prezentate patru cazuri principale de avarii: Scurtcircuit trifazat cu punere la pămînt, scurtcircuit bifazat cu punere la pămînt, bifazat simplu şi respectiv monofazat.

În cazul unor regimuri tranzitorii simetrice, sistemul „dq" este preferat, simulîndu-se atît efecte exterioare (cuplarea sau decuplarea unei linii, schimbări bruşte de sarcină) cît şi efecte interioare (decuplarea unei înfăşurări de excitaţie, etc.).

În urma acestui studiu autorii delimitează precis domeniile de utilizare şi stabilitate a maşinii sincrone cu înfăşurări rotorice divizate, recomandînd-o acolo unde probleme speciale de stabilitate de funcţionare la unghiuri interne ridicate o impun, accentuîndu-se asupra îmbunătăţirii condiţiilor de funcţionare prin utilizarea unei reacţii suplimentare de viteză.

Dr. ing. *Răzvan Măgureanu*

CZ 614.8 : 621.3.015.3

R. MÜLLER. **Protecţia contra tensiunilor de atingere în instalaţiile de joasă tensiune.** Bucureşti, Editura Tehnică, 1971, 492 pag. (trad. din limba germană: Schutzmassnahmen gegen zu hohe Berührungsspannnungen in Niederspannungsanlagen. VEB Verlag Technik, Berlin, 1967).

Editura Tehnică ne prezintă o carte completă privind protecţia contra tensiunilor de atingere în instalaţiile de joasă tensiune. Lucrarea tratează toate problemele legate de atingerile accidentale cum ar fi: consecinţele, măsurile de prim ajutor, măsurile de prevenire etc.

Cartea nu este o simplă traducere ci şi o adaptare la normele şi standardele valabile în RSR.

Autorul foloseşte experienţa unei industrii avansate unde atît metodele cît şi aparatele şi normele de protecţie sînt bine puse la punct.

Materialul cărţii este împărţit în şapte capitole :

Capitolul 1 — Curentul electric şi efectele lui asupra organismului ne introduce în problema efectului fiziologic al curentului, atît ca valoare cît şi ca natură (c.c sau c.a) asupra corpului uman. Sînt date tabelele cu senzaţiile funcţie de căile de curent prin corp şi valoarea curentului. Cîteva fotografii arată foarte sugestiv consecinţele accidentelor şi natura accidentelor în instalaţiile electrice. Rezistenţa corpului uman ca parametru important în cazul ajungerii sub tensiune este scoasă în evidenţă. Sînt date tabele cu valori ale rezistenţei şi variaţia ei cu diferiţi factori (umiditate, tensiune etc.). Ultimul paragraf tratează frecvenţa accidentelor prin electrocutare.

Al doilea capitol tratează măsuri de prim ajutor în caz de electrocutare. Se începe cu eliberarea accidentatului din circuitul de curent. Urmează măsurile de reanimare în diferite situaţii. Sînt descrise principalele metode de reanimare (respiraţia artificială, masajul cardiac indirect, masajul cardiac direct) pe bază de desene şi fotografii. Se pune accent pe discutarea accidentelor.

Capitolul al 3-lea. Solul ca conductor electric. Solul prezintă o anumită conductivitate electrică, sînt arătate diferite structuri geologice şi rezistenţele lor. Rezistivitatea unui sol dat depinde şi de umiditate, temperatură. Acestea sînt problemele primei părţi ale capitolului. Apoi autorul tratează determinarea rezistivităţii solului. Se arată importanţa determinării rezistivităţii solului în locul dat (şi desavantajele folosirii unor tabele de rezistivităţi) datorită multitudinii factorilor care o influenţează. Sînt tratate teoretic şi descrise principalele metode de măsurare (cu electrodul de control, cu patru electrozi etc) a rezistivităţii solului. Apoi autorul indică cum trebuie făcută măsurarea (pregătirea, desfăşurarea) cît şi interpretarea rezultatelor măsurătorilor.

Capitolul al 4-lea. Instalaţii de legare la pămînt, începe cu priza de pămînt, la care se tratează : distribuţia potenţialelor şi a curentului (pentru priza sferică şi semisferică). Urmează : tensiunea de atingere (definiţie şi diferite exemple), măsurarea acestei tensiuni, mărimea ei. Măsurarea rezistenţei de trecere a amplasamentului (rezistenţa de trecere a pardoselei, rezistenţa de dispersie a picioarelor) este conţinutul următorului paragraf. Celelalte probleme ale capitolului sînt : tensiunea de pas, măsurarea ei, tipuri şi forme constructive de prize de pămînt (cu puncte de vedere privind alegerea prizei), dispoziţia prizelor (cu generalităţi, influenţa reciprocă a electrozilor), executarea prizei (dimensiuni minime), montarea electrozilor (cu schiţe şi fotografii utile), îmbinarea elementelor prizei (la care se tratează şi protecţia prizei contra coroziunii), calculul rezistenţei de dispersie (cu exemplificări pentru diferite tipuri de prize), metode pentru reducerea dispersiei, măsurarea rezistenţei de dispersie (metode şi aparate), conducte de legare la pămînt (materiale, dimensiuni minime, montare), rezistenţa instalaţiei de legare la pămînt, folosirea în comun a instalaţiilor de legare la pămînt, verificarea şi întreţinerea instalaţiilor de legare la pămînt.

În capitolul al 5-lea sînt tratate tipuri de reţele de joasă tensiune. Sînt analizate diferitele tipuri de reţele şi principalele pericole în cazul unor defecte, mai ales puneri la pămînt.

Capitolul al 6-lea tratează dispozitive pentru protecţia maximală de curent. Arătîndu-se la început importanţa acestor aparate în cazul unor defecte din punct de vedere al tensiunii de atingere, se trece apoi la descriere, caracteristici de protecţie şi norme pentru principalele aparate de protecţie din această categorie (siguranţe fuzibile, întreruptoare automate).

Ultimul capitol, al 7-lea, este destinat măsurilor de protecţie împotriva tensiunilor de atingere. Se începe cu probleme generale cum ar fi : rolul măsurilor de protecţie, importanţa acestor măsuri, domeniul de aplicare a măsurilor de protecţie, eficienţa măsurilor de protecţie. Un paragraf este destinat conductoarelor de protecţie (secţiuni, montare, racordarea echipamentelor mobile). Urmează apoi, într-o prezentare foarte sistematizată sistemele de protecţie. La fiecare sistem sînt tratate următoarele : mod de funcţionare, condiţii, aplicare, marcare, verificare. Următoarele sisteme sînt tratate : izolarea de protecţie, protecţia prin alimentare la tensiune redusă, separarea de protecţie, protecţie cu reţea generală de legare la pămînt, protecţia prin legarea la pămînt, protecţia prin legare la nul, protecţia automată împotriva tensiunilor de defect. Ultimele două sisteme descrise sînt mai noi. Este vorba de protecţia automată împotriva curenţilor de defect şi separarea de protecţie automată cu protecţia automată împotriva curenţilor de defect.

Materialul cărţii este tratat la un nivel accesibil tuturor acelora care lucrează în instalaţii electrice. Ca atare cartea este de un real folos atît inginerilor cît şi tehnicienilor şi muncitorilor electricieni.

ing. *G. Titz.*

REFERATE

CZ 621.3 *Electrotehnică generală*

CZ 621.3.015. : 532.001.5

C i o f u, V. **Cercetarea descărcărilor parţiale în unele materiale electroizolante pentru maşinile electrice antiexplozive cu siguranţa mărită.** (Untersuchung der Teilentlandungen bei einiger Elektroisolierstoffen für explosionsgeschützte elektrische Maschinen mit erhöhter Sicherheit). În : Electrotechnische Zeitschrift Ausgabe, nr. 6, iunie 1971, p. 381—385.

Articolul tratează condiţiile constructive şi funcţionale ale maşinilor electrice de medie tensiune, atît de uz general cît şi în special antiexplozive în protecţia cu siguranţă mărită, sub aspectul solicitărilor sistemelor de izolaţie în cîmpul electric. Prescripţiile moderne de construcţie şi de încercare a maşinilor cu siguranţă mărită impun condiţia de a nu produce în timpul funcţionării descărcări parţiale în măsură să diminueze siguranţa lor în exploatare. Plecînd de la particularităţile cîmpului electric în crestătura maşinii electrice, autorul prezintă consideraţii critice asupra metodelor şi aparaturii de cercetare a descărcărilor parţiale cunoscute în literatura de specialitate şi în unele prescripţii de circulaţie internaţională (ca de ex. VDE 0303 Teil 2/3. 67). Propunînd modelarea cîmpului electric divergent în care lucrează izolaţia, în condiţii tehnologice concrete de geometrie a crestăturii, autorul prezintă schemele circuitelor de încercare şi cîteva celule de tip deschis şi de tip închis „cu acţiune globală", folosind electrozi de geometrii diferite, în principal electrozi cu suprafaţă canelată şi muchii uşor rotunjite, de concepţie originală precum şi electrozi cu contur Rogowski. Dispozitive micrometrice speciale asigură reglajul continuu al distanţei între electrozi de la 0—5 mm. În schema şi cu aparatura creată, autorul încearcă izolaţii flexibile pe bază de mică şi folii sintetice, plăci de micanită impregnată cu răşină de tip Araldit indigenă şi folii sintetice singulare, la tensiunea de $6/\sqrt{3}$ kV şi 50 Hz în aer şi în circuit închis (celulă închisă). Se prezintă comparativ, sub formă de diagrame, rezultatele obţinute utilizînd electrozi cu cîmp divergent şi electrozi cu cîmp omogen. Se prezintă, de asemenea comparativ, descărcările parţiale în aceleaşi forme ale cîmpurilor din crestătură, cu şi fără pernă de aer plasată la suprafaţa electrodului (conductorului) şi la masă, evidenţiind mărimile şi efectele nocive ale descărcărilor în cazul cîmpului divergent, modelat la limită, şi în particular în prezenţa pernei de aer de grosimi variabile (incluziunilor de aer) la suprafaţa conductorului, rezultat al unor imperfecţiuni tehnologice de izolare sau de dimensionare a crestăturii. Mărimile ce caracterizează

descărcările parțiale sînt exprimate în sarcina aparentă (de transfer), numărul de impulsuri pe secundă, tensiune de începere a ionizării, tensiunea de prag.

Parametrii studiați ai izolației supusă cîmpului electric sînt tg δ, ϱ_v, ε, energia de descărcare Σqdt, precum și modificările fizice și chimice ale materialelor investigate sub influența descărcărilor parțiale.

Ca fenomene secundare ale procesului de îmbătrînire a izolațiilor, autorul evidențiază acțiunea produșilor de degradare (ozon, etan) asupra electrozilor din oțel inoxidabil, oțel neprotejat și alamă; aceste procese au fost cercetate în celula de tip închis, folosind metoda gaz-cromatograf (pentru identificarea produselor rezultate din degradarea unor izolații).

Articolul prezintă în încheiere cîteva concluzii verificate experimental, cu implicații majore asupra construcției, tehnologiei și încercării mașinilor electrice de medie și înaltă tensiune, cu valabilitate atît pentru protecția cu siguranță mărită cît și pentru alte mașini electrice importante, turbogeneratoarele și hidrogeneratoarele. Studiul publicat în revista de prestigiu ETZ — A este rezultatul cercetărilor făcute de autor la ICPE — București, în cadrul programului de doctorat și abordează într-o manieră originală, pentru prima dată la noi în țară, problemele fundamentale ale construcției, dimensionării, tehnologiei și încercării în laborator a izolației mașinilor electrice din această clasă. Articolul conține schema bloc a instalației de detectare a descărcărilor parțiale, schema circuitului de alimentare, două fotografii, două desene, o fotooscilogramă și șase diagrame.

C. V.

CZ 621.3 *Electrotehnică generală*

CZ 621.3.013.1.001.25:681.322

Reddy, I. G., Ali, A.M. și Jones, C. V. **Analiza sistemelor saturate cu ajutorul calculatorului numeric** (Computer-aided analysis of saturated systems). În: Proceedings IEE, vol. **118**, nr. 12, decembrie 1971, p. 1971 — 1799, 15 fig., 16 ref. bibl.

În lucrare sînt descrise metode matematice corespunzătoare pentru simularea numerică a sistemelor cu saturație, metode care țin cont de modificarea saturației în fiecare moment prin utilizarea curbei de magnetizare. Primul caz studiat este cel al transformatorului monofazat, la cuplare în gol, scurtcircuit sau sarcină. Curba de magnetizare este aproximată prin trei drepte de pantă variabilă, iar cotul curbei de magnetizație printr-o hiperbolă, neglijîndu-se fenomenele de histerezis, dar ținîndu-se cont eventual de magnetismul remanent inițial. Ecuațiile în instantaneu ale transformatorului sînt linearizate în jurul punctului de integrare, o metodă Runge-Kutta permițînd predeterminarea imediată a răspunsurilor tranzitorii cu foarte bună precizie.

Scurtcircuitul monofazat al generatorului sincron constituie o a doua aplicație. În special pentru generatoarele de mică putere reactanțele sincrone au o variație importantă mergînd pînă la 3 : 1 și ca urmare studiul acestor mașini considerînd parametrii constanți pot conduce la erori importante, în special în cazul lipsei înfășurărilor de amortizare. Corespunzător se determină un set de ecuații ce ține cont de saturația mașinii și se compară rezultatele experimentale cu cele predeterminate pe cale teoretică.

Simularea pe calculator se face pentru două cazuri: cu parametrii constanți și parametrii modificabili; pentru ultima soluție rezultatele fiind remarcabil de apropiate.

Metodica propusă poate fi utilizată pentru toate regimurile de acest gen, ori unde saturația poate conduce la regimuri neliniare.

R. M.

CZ 621.313 *Mașini electrice*

CZ 621.313.1.045.1:537.312.62

x x x **Primul generator care folosește supraconductoare** (First generator to use superductors). În: Electrical Review vol. **188**, nr. 22, mai 1971, p. 718

În cadrul unei reuniuni, în Anglia, a fost prezentat primul generator cu circuite supraconductoare atît în stator cît și în înfășurarea de excitație. Funcționarea generatorului se bazează pe mișcarea de reciprocitate dintre suporții celor două înfășurări. Modelul prezentat are o putere de 700 W la 6 V dar au fost făcute studii economice preliminare care arată că există perspectiva ca astfel de mașini să fie mai ieftine decît mașinile convenționale. A fost prezentată de asemenea, macheta unui generator de 500 MW, la care s-a folosit principiul de reciprocitate.

Într-un generator rotativ, circuitul supraconductor poate fi utilizat numai pentru înfășurarea de excitație de curent continuu, deoarece în înfășurările statorului circulînd curent alternativ, apar pierderi prin histereză foarte mari. În generatorul bazat pe fenomenul de reciprocitate, cîmpul în conductoarele armăturii nu se schimbă, pe durata întregului ciclu. Are aceeași intensitate și direcție atît în perioada în care conducătorul se mișcă într-o direcție ca și în perioada următoarei jumătăți de ciclu, cînd conducătorul se mișcă în sens opus. Deoarece această formă de mișcare nu produce schimbări de cîmp în conductor, acesta nu suferă nici un fel de pierderi suplimentare datorită mișcării. Avantajele generatorului supraconductor, bazat pe fenomenul de reciprocitate, constau în faptul că nu prezintă dificultăți la funcționarea la înaltă tensiune, și la curenți mari, iar pierderile suplimentare sînt reduse.

T.C.

CZ 621.313.322-81:621.438-574.5 Unger

Alvers, E. **Pornirea pînă la turația corespunzătoare frecvenței, a turbinelor cu gaze după sistemul „Unger"** (Das Anfahren von Gasturbinen im Frequenzanlauf nach Unger) În: ETZ—A, nr. 10, 1971, p. 563—566, 1 schemă, 3 tabl., 4 graf.

Pentru pornirea grupelor de turbine cu gaze de puteri mai ridicate se folosesc în special metodele de pornire prin sincronizarea cu ajutorul generatorului sincron. Unul din aceste procedee este așa zisa pornire „Unger" descrisă în continuare. Sînt indicate relațiile necesare determinării mașinilor care compun grupul de pornire, reostatului de pornire și puterii din rețea. Se arată apoi că, de la o anumită turație în sus, turbina însăși preia accelerarea pînă la viteza normală și că deci grupul de demaraj nu este utilizat pînă la atingerea acestei viteze (sincrone).

Sînt arătate în primul rînd avantajele turbinelor cu gaze (lipsa cazanului, supravegherea simplă, spațiu redus, pornirea rapidă) și a utilizării lor (preluarea alimentării în cazul lipsei tensiunii din rețea, acoperirea vîrfurilor). În schimb aceste turbine necesită acționarea din afară mai ales la unitățile mari, la care generatorul nu poate porni asincron. Față de sistemele de pornire cunoscute (turbine cu aer, electromotoare de curent continuu sau trifazic etc.) care sînt cuplate cu grupul principal, au puteri ridicate și ocupă spațiu mare în centrală, procedeul „Unger" prezintă mari avantaje, cu atît mai mult cu cît un singur agregat Unger poate porni mai multe grupuri de turbine cu gaze. Este explicat noul sistem în sensul că generatorul principal care se rotește cu o turație foarte scăzută n_T, este cuplat electric cu statorul generatorului asincron Unger antrenat, la rîndul său, de un motor asincron. Excitîndu-se generatorul principal, el va furniza o tensiune cu frecvența corespunzătoare turației n_T. Această tensiune va folosi magnetizării mașinii asincrone de pornire, care va debita putere, accelerînd astfel generatorul principal.

În continuare este calculată mărimea grupului Unger în funcție de agregatul principal, care trebuie adus la turația nominală iar rezultatele sînt aplicate la exemplul unei turbine de gaz de 72,6 MVA, aflîndu-i-se puterea grupului de pornire, numărul polilor acesteia și reostatul de pornire.

Gh. C.

CZ 621.316 *Distribuirea energiei electrice*

CZ 621.316.543.3.064.3

Jenne, P. și Pezzi, P. R. **Un circuit ohmic pentru încercarea capacității de comutație și a funcționării comutatoarelor cu ploturi** (Ein ohmscher Prüfkreis für die Prüfung des Schaltvermögens und der Funktion von Stufenschaltern). În: ETZ—A, nr. 10, 1971, p. 567—570, 5 fig.

După o privire generală asupra condițiilor puse de prescripțiile în vigoare în privința încercării capacității de comu-

taţie şi a funcţionării comutatoarelor cu ploturi, sînt arătate dificultăţile practice care apar la realizarea unui circuit corespunzător de încercare, circuit al cărui aspect nu este arătat în prescripţii. Unele circuite utilizate în acest scop necesită transformatoare prea mari, altele limitează prea mult numărul ploturilor încercate. Pe baza unei cercetări a condiţiilor exploatării practice la un comutator cu ploturi cu patru contacte de comutaţie şi cu rezistenţe ohmice de trecere se stabilesc parametrii corespunzători celor mai nefavorabile condiţii precum şi valorile curentului şi tensiunii pentru diferitele contacte, care urmează să fie reproduse, respectîndu-se exact prescripţiile.

Rezultatele teoretice obţinute prin utilizarea celui mai cunoscut circuit de încercare ne arată că, din cauza cheltuielilor ridicate de investiţii, este indicat a căuta un circuit de încercare care din punct de vedere al parametrilor exploatării reale să corespundă mai bine şi să fie în acelaşi timp mai economic. Într-o schemă este arătat şi descris în amănunt un circuit ohmic de încercare, care permite controlul celor trei contacte solicitate mai mult, valorile tensiunii şi curentului în diferitele ploturi putînd fi reglate după dorinţă, fiind astfel posibil ca în timpul încercării să fie obţinute exact condiţiile exploatării practice. Circuitul este compus, după cum se vede din schemă, dintr-o combinaţie corespunzătoare de divizări cu rezistenţe.

Este tratată apoi problema realizării practice a unui astfel de circuit, arătîndu-se că, în afară de o alimentare deosebit de economică se obţine şi o mare simplificare a instalaţiilor necesare. Se deduce deci că pentru cele mai multe cazuri utilizarea acestui circuit chimic este avantajoasă.

Gh. C.

CZ 621.317 *Tehnica măsurilor electrice*

CZ 621.317.2.027.3

Webb, M. **Dezvoltarea echipamentului de încercare pentru tensiuni mai înalte.** (Development of testing equipment for higher voltages) In : Electrical Review, vol. **188**, nr. 25, 18 unie 1971, p. 8—10, 4 fig.

În ultimii ani tensiunile reţelelor de transport al energiei electrice au crescut foarte mult şi în prezent se consideră ca posibilă trecerea la nivelul de 1 500 kV. Pentru încercarea echipamentului acestor linii este nevoie de instalaţii de încercare adecvate. Multe laboratoare au deja generatoare de impuls de 3 sau 4 MV dar în prezent sînt necesare generatoare de impuls de 7 MV avînd o energie înmagazinată de 1 000 kJ. De asemenea, în prezent există — transformatoare de încercare la frecvenţă industrială de 2 MV şi o putere de mai mulţi MVA şi generatoare de curent continuu de 2—3 MV la 10 sau 20 mA. Concepţia de bază a acestui echipament nu s-a schimbat dar au apărut progrese importante în construcţie şi modul de funcţionare datorită noilor materiale izolante, care permit reducerea importantă a gabaritelor acestor echipamente. În trecut, un etaj de condensatoare al unui generator de impuls avea o tensiune de 50 kV sau 100 KV şi o capacitate de 0,1μ F. În prezent, datorită utilizării răşinilor sintetice, un etaj are 200 kV, la o capacitate de 1,5 μF şi o energie înmagazinată de 30 kJ. Amorsarea generatorului se face cu trigere de construcţie perfecţionată. Precizia de tăiere a undei de impuls a crescut foarte mult datorită utilizării trigatronului. Modul de realizare a cascadelor de transformatoare pentru a obţine tensiuni înalte de frecvenţă industrială permite reducerea apreciabilă a gabaritului instalaţiei şi micşorarea spaţiului de instalare necesar. Utilizarea redresoarelor de seleniu permite îmbunătăţirea construcţiei şi funcţionării generatoarelor de încercare de curent continuu.

T. C.

CZ 621.33 *Tracţiune electrică*

CZ 621.335.43—51.001.2

Kahlen, H., Runte, W. şi Weigel, W. D. **Cercetări privind sistemele de acţionare la electromobilele de oraş** (Untersuchungen an Antriebssystemen von Elektro-Stadtautos). In: ETZ-A, nr. 80, 1971, p. 571—575, 4 graf., 3 tab., 2 scheme, fig. 1.

În cadrul unui program de cercetări mai dezvoltat, sînt supuse unei examinări sistematice diferite sisteme de acţionare ale electromobilelor de oraş. În ceea ce priveşte cerinţele puse unui astfel de vehicul, se menţionează, de exemplu, că trebuie să aibă o viteză maximă de cel puţin 70 km/h, o acceleraţie de la zero la 50 km/h în 7 ... 10 s, să urce pante de 20% (garajele cu mai multe etaje), să posede o baterie pentru minimum 50 ... 100 km, cu o putere de circa 25 kW/tona de greutate a masei vehiculului. Se arată că acţionarea unui electromobil poate fi realizată cu patru feluri de motoare (motor de curent continuu în serie, motor de curent continuu cu excitaţie separată, motor trifazic asincron, motor trifazic sincron), indicîndu-se pe scurt avantajele şi dezavantajele fiecăruia şi trecîndu-se apoi la examinarea în amănunt a acţionării cu motor de curent continu în serie reprodus într-o fotografie „Roentgen", Pentru a se controla solicitările maxime, s-a ales turaţia motorului de 6 000 rot/min şi viteza de circulaţie de 75 km/h. Sînt discutate apoi pe rînd considerentele care conduc la alegerea puterii motorului, a tensiunii şi tipului de baterie. O tabelă conţine masele (în kg) diferitelor părţi ale electromobilului încercat: caroseria; elementele acţionării (motor, angrenaj, ventilaţie etc.); bateria; greutatea totală a maşinii. Comutarea poziţiilor „mers înainte sau înapoi" sau „frînare" se realizează cu contactori de curent continuu, la care comanda electronică nu se poate realiza decît în starea fără curent. În două scheme (una pentru mers şi alta pentru frînare) sînt arătate toate elementele, care compun instalaţia electrică (rezistenţe, tiristoare, bobine de self etc.), inclusiv funcţiunea fiecăruia. Sînt discutate apoi trei sisteme de comandă şi reglaj, adecvate unele pentru electromobile cu acumulatoare, altele pentru alimentarea prin conductoare aeriene. În încheiere sînt date rezultatele obţinute cu un astfel de electromobil pus în circulaţie în 1969 şi care a corespuns condiţiilor prevăzute. Pentru stabilirea consumului din baterie s-a utilizat un contor electronic, care înregistra şi energia recuperată de acumulator.

Gh. C.

CRONICA

Tîrgul de la Leipzig, primăvara — 1972

Cu prilejul ediţiei de primăvară a Tîrgului Internaţional de la Leipzig — 1972, a fost organizată, în ziua de 22 februarie 1972, la Bucureşti, o conferinţă de presă la care au participat reprezentanţi ai presei zilnice şi reprezentanţi ai presei tehnice din toate sectoarele de activitate. Conferinţa a fost organizată de Secţia de politică comercială de pe lîngă Ambasada Republicii Democrate Germane la Bucureşti, în coloborare cu Agenţia română de publicitate internaţională „PUBLICOM".

Ediţia de primăvară a Tîrgului Internaţional de la Leipzig din acest an a fost organizată între 12 şi 21 martie sub moto-ul tradiţional :

„Pentru comerţ mondial liber şi pentru progres tehnic"

Leipzig — oraşul tîrgurilor din Republica Democrată Germană s-a pregătit să primească vizitatori din peste 80 de ţări, printre care, pe lîngă oameni de afaceri, un număr din ce în ce mai mare de cercetători,ingineri şi tehnicieni. La această importantă manifestare economică internaţională şi-au anunţat participarea peste 9 000 expozanţi din aproximativ 60 de ţări, pe o suprafaţă de 350 000 m².

După ce s-a făcut o prezentare generală asupra conţinutului şi orientării acestei ediţii a tîrgului de la Leipzig s-au purtat discuţii asupra problemelor care au prezentat interes deosebit pentru participanţii la conferinţa de presă.

S-a arătat că, în prezent, Tîrgul de la Leipzig este de neconceput fără un program bogat de manifestări tehnico-ştiinţifice, care să ofere tuturor participanţilor largi posibilităţi de documentare tehnico-ştiinţifică. În acest scop, expozanţi din circa 10 ţări au aunţat aproximativ 150 de conferinţe de specialitate legate de exponate, cuprinzînd metode de perfecţionare a acestora şi procedee noi de fabricaţie.

Se speră că ediţia de primăvară din acest an a Tîrgului Internaţional de la Leipzig va da impulsuri noi comerţului internaţional şi progresului tehnico-ştiinţific.

M. C.

Conferinţa internaţională a marilor reţele electrice de înaltă tensiune (GIGRE)

Viitoarea sesiune a Conferinţei Internaţionale a Marilor Reţele Electrice de Înaltă Tensiune (CIGRE) va avea loc între 28 august şi 6 septembrie 1972 la Paris, în clădirea Conferinţelor UNESCO.

În cursul acestei sesiuni, cu ocazia căreia vor fi prezentate 139 rapoarte, va continua examinarea problemelor tehnice ale reţelelor de energie electrică, care în cadrul CIGRE sînt studiate de cei mai buni experţi din întreaga lume.

Discuţiile vor fi împărţite în 14 grupe specializate, fiecare dispunînd în general de o zi pentru a analiza probleme privind : alternatoarele, transformatoarele, întreruptoarele, materialele de conversiune din curent alternativ în curent continuu, materialele izolante, cablurile izolante, liniile electrice aeriene, staţiile, reţelele de transport, concepţia şi funcţionarea reţelelor, supratensiunile şi coordonarea izolaţiilor, protecţia şi automatizările, teletransmisiunile şi perturbaţiile reţelelor vecine.

Înscrierile se fac prin instituţii, respectiv forurile tutelare (ministere), centralizarea şi transmiterea lor la Paris făcîndu-se prin Comitetul Naţional Român.

Pentru orice informaţii suplimentare vă puteţi adresa Comitetului Naţional Român al CIGRE, Bucureşti, Bd. Lacul Tei nr.1.

Federaţia mondială a organizaţiilor de ingineri WFEO/FMOI London, WC 2, Savoy Place

Comitetul pentru problemele pregătirii şi perfecţionării inginerilor al Federaţiei mondiale a organizaţiilor de ingineri s-a întrunit la Londra în zilele de 29, 30 noiembrie şi 1 decembrie 1971. Au luat parte eminenţi specialişti din mai multe ţări : Bulgaria, Canada, Egipt, Filanda, R. D. Germană, Italia, India, Noua Zeelandă, Panama, România, Elveţia, Anglia, S. U. A. şi Venezuela.

UNESCO a fost reprezentată la sesiune de Dr. EVSTAFIEV, director pentru problemele învăţămîntului tehnologic şi cercetare şi de A. S. Goodyear. Comitetul este prezidat de Dr. J. M. Ham (Canada), iar secretar este L. M. Nadeau, de la Consiliul canadian al inginerilor.

Problemele principale discutate au inclus interferenţa dintre învăţămîntul tehnic şi uzină, tipurile de activitate desfăşurate de personalul ingineresc din industrie, planul de studii privind metodologia dezvoltării, un sistem de informare pentru ţările în curs de dezvoltare, pregătirea continuă a inginerilor şi crearea unui sistem de informaţii între Comitetul FMOI şi diferitele comitete naţionale sau regionale pentru pregătirea şi perfecţionarea inginerilor. În plus, comitetul a examinat activitatea sa la zi, a stabilit viitoarele activităţi şi a adoptat un statut oficial care va călăuzi activitatea sa. Ca urmare acestor discuţii, s-au format patru grupuri care vor efectua studii detaliate şi vor prezenta rapoarte făcînd recomandări, în următoarele domenii :

Grupul I — Interacţiunea dintre învăţămînt şi uzină

Grupul II — Planul metodologiei dezvoltării

Grupul III — Sistemul de informaţii pentru ţările în curs de dezvoltare.

Grupul IV — Apropierea sistemului de formare a inginerilor de practica inginerească.

Aceste grupuri de lucru vor prezenta rapoartele şi recomandările lor pînă în iunie 1972. Comitetul prevede crearea unui Comitet regional permanent privind pregătirea inginerilor în Asia de sud-est, aşa cum s-a propus la recenta întîlnire din Indonezia a reprezentanţilor din Asia de sud-est ; de asemenea, s-a acceptat distribuirea rapoartelor în rezumat în şedinţele Comitetului către Comitetele naţionale şi regionale în problemele de învăţămînt şi pregătire a cadrelor.

S-a propus ca următoarea şedinţă a Comitetului să aibă loc la finele lunii august 1972, imediat după seminarul FEANI-UNESCO cu tema : Perfecţionarea pregătirii profesionale a inginerilor — Helsinki 21 — 24 august 1972.

Alte informaţii se pot obţine direct la adresa :

Dipl. Eng. L. M. Nadeau
General Manager
Canadian Council of Professional Engineers
Suite 401 ; 116 Albert Street, Ottawa 4, ONTARIO CANADA

SOMMAIRE

CD 621.315.1.012.2 : 537.312.7

Spinei, F. : **L'analyse des circuits qui contiennent des éléments non-linéaires, inertes, se trouvant en régime permanent sinusïodal.**

Electrotehnica **20**, no. 5, mai 1972, p. 161–163

On propose une méthode d'analyse des circuits qui contiennent un ou deux éléments non-linéaires inertes, se trouvant en régime permanent sinusoïdal, en utilisant les relations en complèxe, par l'utilisation des diagrammes pôlaires. On établit, de même, le théorème du transfert maximum de puissance active pour les circuits qui contiennent des éléments non-linéaires inertes, se trouvant en régime permanent sinusoïdal.

CD 621.313.1.013.2

Drăgănescu, O. : **Champ magnétique radial, à répartition spatiale, et aux ayant l'axe des pôles controlée, déplaçable, ainsi que ses applications.**

Electrotehnica **20**, no. 5, mai 1972, p. 164–169

On présente un nouveau type de champ magnétique radial à distribution spatiale, qui diffère de ceux connus, du point de vue de ses proprietés, ainsi que du mode par lequel il se produit. On expose une série d'applications de ce champ. Les applications se rapportent aux épreuves et aux essais effectués sur un stand d'essais spécialement construit.

CD 621.313.322.045.34 :621.314.53

Măgureanu, R. : **Deux nouveaux types de machines synchrones sans contacts, à excitation par induction et redressement.**

Electrotehnica **20**, no. 5, mai 1972, p. 169–176

On propose deux nouvelles solutions pour la construction de certaines machines synchrones sans contacts en utilisant pour l'excitation les harmoniques de tension et de dentier des machines de courant alternatif. Dans cet article on spécifie les réalisations expérimentales et les caractéristiques de cette sorte de machines, alimentées par des onduloaiers à thyristors ; leurs performances techniques et économiques s'élévent au-dessus des autres solutions connues.

CD 621.314.224.017.7.001.25

Pesici, M. : **La sollicitation thermique successive des enroulements du transformateur destiné aux essais de court-circuit.**

Electrotehnica **20**, no. 5, mai 1972, p. 176–181

Le transformateur spécial destiné aux essais de courtcircuit, de laboratoire, possède un régime thermique des enroulements d'autant plus particulier, que les essais peuvent se succéder à de petits intervales. On présente le calcul pour la détermination du nombre d'essais successifs, à durées d'épreuve et de refroidissement reglées, que l'on a la possibilité d'effectuer, compris dans la limite d'echauffement imposée. On présente aussi la détermination de l'échauffement intermédiare et de la durée de refroidissement nécessaires. On présente les résullats obtenus, par le calcul, sur un transformateur d'essais pour tes sollicitations thermiques et dynamiques.

CD 621.315.69

Nicola, Gr. : **Nouveaux types de matériaux stratifiés à support en tissu de verre et de résine epoxydique, pour l'électrotechnique**

Electrotehnica **20**, no. 5, mai 1972, p. 182–199

On présente de nouveaux types de matériaux stratifiés dont les propriétés électriques et mécaniques, dans des conditions normales d'humidité, les rendent supérieures à tous les matériaux stratifiés réalisés jusqu'à présent dans notre patrie et dans d'autres pays. Tenant compte de cette considération, on les recommande pour la construction des machines et des appareils électriques qui fonctionnent dans des milieux à humidité élevée ainsi que pour la construction des appareils de haute fréquence.

CD 621.317.735.085.4(498)

Antoniu, M. : **Possibilités d'extention de la limite supérieure de mesurage, au megohmètre roumain de 2 500 V.**

Electrotehnica **20**, no. 5, mai 1972, p. 188–194

On examine deux voies : l'utilization d'un logomètre magnéto-électrique à diodes Zenner (qui assurent, à un volume égal de l'aimant, une induction dans l'entrefer sensiblement plus élevée que le logomètre initial) et à aimant de grand volume et l'utilisation d'un logomètre électrostatique à variation de tension, au lieu de celui électroélectrique. On arrive à la conclusion que la première solution permet l'accroissement de la limite mentionnée, de 2.10^3 MΩ jusqu'à maximum 2.10^4MΩ, et la seconde, jusqu'à 10^6 — 10 MΩ, en même temps qu'une réduction importante de la consommation d'énergie de la source primaire. On donne un exemple de calcul et de construction, pour chacune des deux variantes.

INVENTIONS 195
COMPTES-RENDUS 196
RÉFÉRATS 197

CONTENTS

DC 621.315.1.012.2. :537.312.7

Spinei, F. **Analysis of circuits including inertial non-linear elements under permanent sinusoidal regime.**

Electronica **20**, No. 5, May 1972 p. 161–163

The author proposes a method of analysing circuits including 1 or 2 inertial non-linear elements under permanent sinusoidal regime, utilizing complex relations and polar diagrams. The paper establishes the theorem of maximum transfer of active power for circuits including inertial non-linear elements under permanent sinusoidal regime.

DC 621.313.1.013.2

Drăgănescu, O. **Radial magnetic field with spatial distribution and controlled shifting of the poles'axis. Applications.**

Electrotehnica **20**, Nr. 5 May 1972, p. 164–169

The author describes a new type of radial magnetic field with spatial distribution, different from the already known fields, regarding both properties and way of producing them. The paper presents a series of applications of this field in tests conducted in a specialiy built testing stand.

DC 621.313.322.045.34 :621.314.53

Măgureanu, R. : **Two new brushless synchronous machines with excitation through induction and rectification.**

Electrotehnica **20**, No. 5 May 1972, p. 169–176

The paper presents two new synchronous machines in which the time-harmonics of a nonsinusoidal supply or air-gap special harmonics of the open-slot machines are utilised to produse excitation of a wound rotor.

The author presents the tests and the characteristics of two such machines supplied by a standard type invertor, the technical — economic performances being superior to other synchronous machines in the same range, inverters equipped with thyristors, the technical-economic performances being superior to those of the other types of machines.

DC 621.314.224.017.7.001.25

Pesici, M : **Successive heat densities of the windings of a transformer designed for shortcircuit testes.**

Electrotehnica **20**, No. 5, May 1972, p. 176–181

The special transformer designed for laboratory short circuit tests must be equipped with a particular type of thermal conditions windings the more so as the tests may be carried out at short intervals. The author presents the calculation due to determine the number of successive tests — of regular testing and cooling duration — that may be carried out within imposed heating limits. The determination of intermediate heating and of necessary cooling time is also presented. The paper supplies the calculus results regarding a heat density and dynamic loading test transformer.

DC 621.315.69

Nicola, Gr. : **New types of stratified materials with glass thread and epoxi resin support for electrical engineering.**

Electrotehnica **20**, No. 5, May 1972, p. 182–188

The author presents new types of stratified pastics whose electrical and mechanical properties make them rank — — under normal humidity conditions — above all stratified materials turned out so far, in our country and abroad. They are therefore suitable for electric machine and apparatuses which operate in high moisture environment or for high frequency apparatuses.

DC 621.317.735.085.4(498)

Antoniu, M : **Possibility of extending the upper measurement limit of Romanian — made 2 500 V megohmmeter.**

Electrotehnica **20**, No. 5, May 1972, p. 188–194

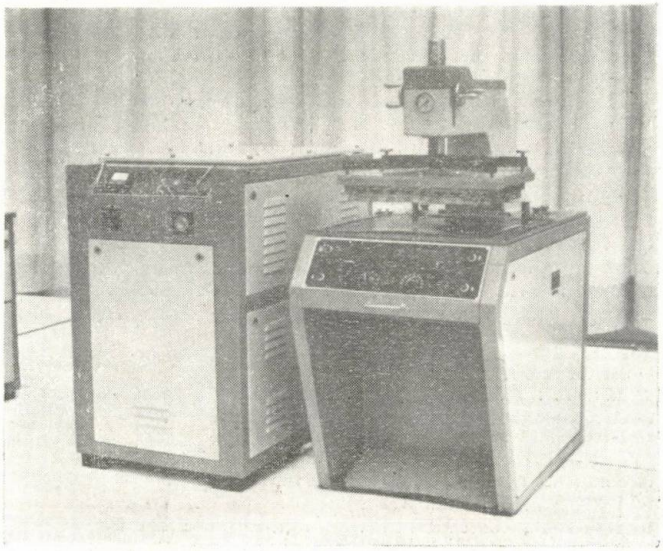
The author examines two ways, viz. :

a) utilization of a magnetoelectric logometer equipped with Zenner diodes (which for an equal volume magnet secures a significantly higher induction in the air gap than that afforded by the initial logometer) and a large volume magnet and b) utilization of an electrostatic logometer with variation of voltage instead of a magnetoelectric logometer. The study reaches the conclusion that the first solution permits to raise the mentioned limit from 2.10^3 MΩ to 2.10^4 MΩ and the second solution up to 10^6—10 MΩ, concomitantly with significant reduction of power consumption from the primary source. The author supplies calculus and building examples for bath variants.

INVENTIONS 195
BOOK REVIEW 196
REPERTS 197

Electroimpex

Elektroimpex GmbH — Bulgaria
SOFIA, G. WASHINGTON — STR. 17
Telefon 88-49-91
Telex : 575



Exportă :

1. Tuburi de înaltă frecvență și generatoare cu tiristoare pentru încălzire prin inducție — complete, cu dispozitive tehnologice pentru :
   — topire de metale și aliaje,
   — călire de suprafețe metalice și călire periferică,
   — încovoiere de țevi cu diametrul pînă la 300 mm.
2. Instalație completă de sudat materiale plastice. Generator cu tuburi cu prese electromagnetice și hidraulice cu o putere de 0,1 la 6 kW.
3. Generatoare de ultrasunete cu dispozitiv de curățire înaintea aplicării stratului metalic, de vopsea etc.

PUBLICOM

Abonați-vă

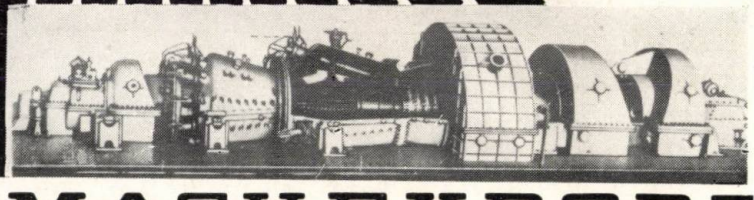
la revistele:

CONSTRUCȚIA DE MAȘINI

AUTOMATICA și ELECTRONICA

ELECTROTEHNICA

ГТ*100*750*2



ENERGOMACHEXPORT

Inovaţii în domeniul construcţiei turbinelor cu gaze

„ENERGOMACHEXPORT" livrează pentru export o nouă instalaţie de turbină cu gaze GT-100, avînd o putere excepţională : 100 000 kW într-un singur grup.

Instalaţia este prevăzută pentru a corespunde vîrfurilor şi semivîrfurilor de sarcină.

În această instalaţie sînt concentrate toate inovaţiile tehnicii mondiale în acest domeniu.

Avantajele ce le oferă sînt :

- o înlănţuire modernă a dispozitivelor, care asigură o trecere directă a gazelor şi un randament mare ;
- posibilitatea de pornire rapidă la rece ;
- o automatizare avansată ;
- o masă specifică mică ;
- camera de ardere universală, putînd utiliza combustibili de natură diferită ;
- preîncălzitor de încălzire industrială pentru utilizarea caloriilor gazelor de eşapament

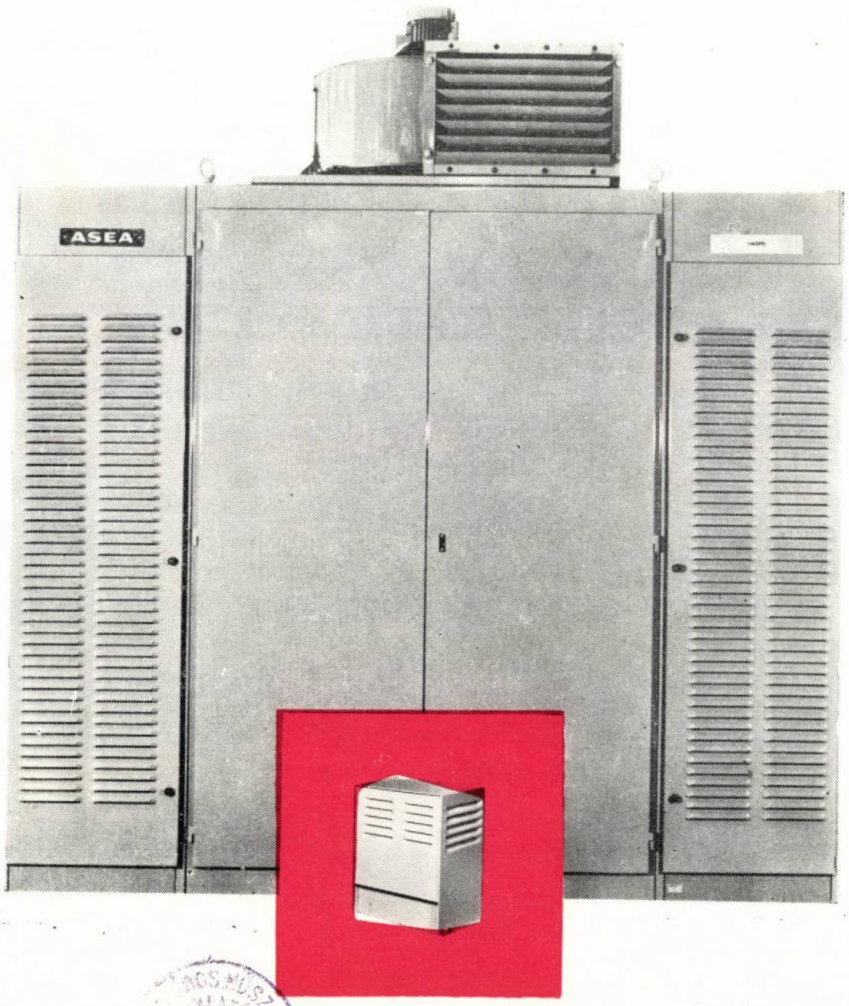
Exportator : „ENERGOMACHEXPORT" str. Mosfilmovskaia, nr. 35, Moscova V-330 U.R.S.S.
Telex : 255

PUBLICOM

Chihuahua sau Marele Dog Danez

Cel mai mic ciine din lume alături de cel mai mare.
O comparație simbolică între cele mai mici și cele mai mari redresoare cu tiristoare fabricate de ASEA. Ce modele! De la 2 kW la 20.000 kW Ce economie de spațiu! Diferite înăltimi de la 300 mm la 2.800 mm.

Ce diferenţă!



Vasta serie de redresoare cu tiristoare ASEA pentru toate utilizările și toate gamele de puteri posibile. Iată numai cîteva exemple

- Antrenare mecanică, 2 kW pînă la 20.000 kW și chiar mai mult ; curent continuu sau alternativ
- Prelucrări de suprafețe
- Controlul frecvenței la cuptoare electrice de inducție etc.
- Electroliză
- Compensare de fază
- Încărcare de baterii
- Alimentare de la rețea, fără întrerupere

Multe din redresoarele menționate mai sus se pot livra din stoc fiind produse standard. Chiar și cele mai complexe redresoare sînt standardizate grație metodei de proiectare modulară. Ele sînt în același timp adaptabile la orice întrebuințare specială.
Toate redresoarele noastre de mare putere sînt prevăzute cu renumitele tiristoare ASEA. Circuite electronice controlează tiristoarele asigurînd cele mai bune rezultate operative în toate cazurile.
Redresoarele cu tiristoare ASEA vă fac să înțelegeți de ce deținem un loc de frunte în industria electronică.

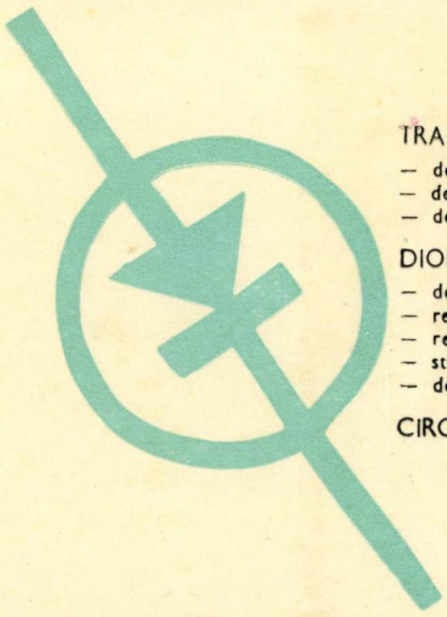
Dacă doriți să știți mai multe — întrebați-ne!
Electronics division, ASEA
S—721 83 VÄSTERÅS, Suedia

ASEA

Reprezentanțe în peste 70 de țări

PUBLICOM

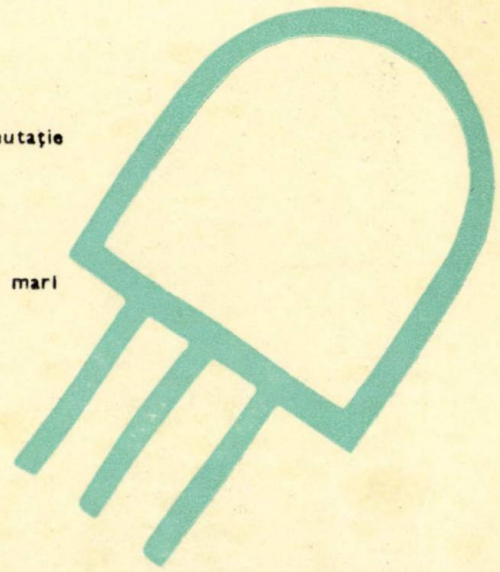
T.P.R.S. Băneasa



TRANZISTOARE
- de joasă frecvență
- de înaltă frecvență și comutație
- de putere

DIODE
- de semnal și comutație
- redresoare
- redresoare pentru curenți mari
- stabilizatoare de tensiune
- de putere cu siliciu

CIRCUITE INTEGRATE



ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ȘI SEMICONDUCTORI BĂNEASA

Str. Erou Iancu Nicolae nr. 32, BUCUREȘTI II — ROMÂNIA
Telefon 33.38.30 Telex 011.203 Serv. Desfacere 33.53.17

REZISTOARE
- cu peliculă de carbon
- bobinate

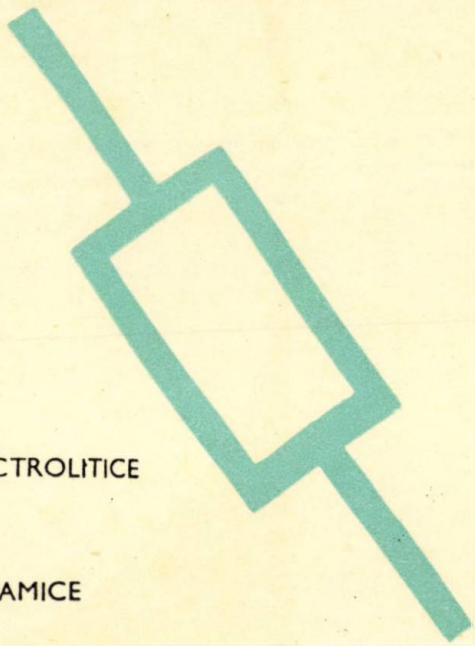
TERMISTOARE

CONDENSATOARE
- polistiren (tip styroflex)
- poliester metalizat
- hîrtie metalizată
- hîrtie echipament auto
- hîrtie antiparazitare
- hîrtie pentru telefonie

CONDENSATOARE ELECTROLITICE
- normale
- miniatură
- nepolarizate

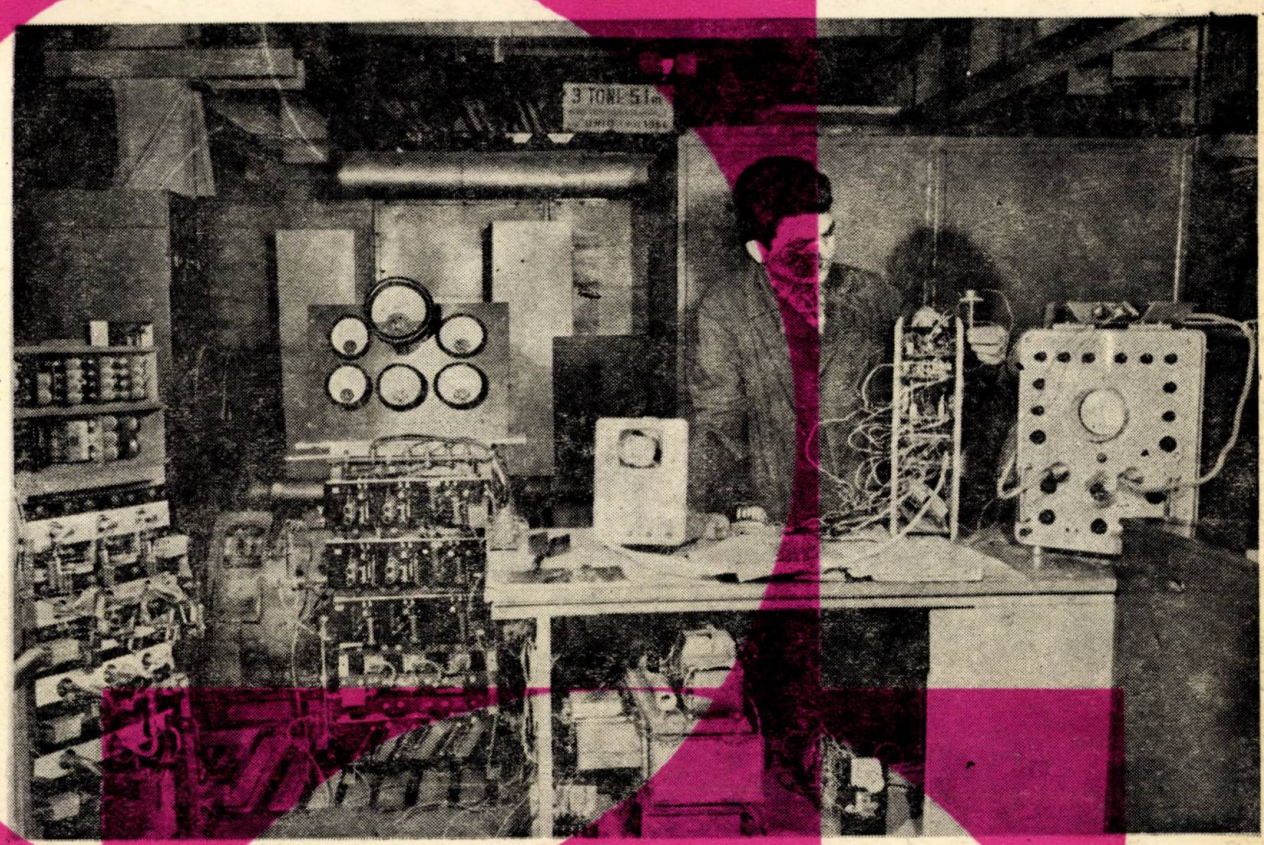
CONDENSATOARE CERAMICE
- disc
- tubulare
- plachetă
- ajustabile

CABLAJE IMPRIMATE



INSTITUTUL DE CERCETARE ȘI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

INSTITUT DECORAT CU ORDINUL MUNCII CLASA I-a



Intenționați desigur să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive !

Cu siguranță că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați în producție, pe care ați dori poate să le înlocuiți cu altele mai bune sau mai ieftine !

Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor dvs., doriți standuri și metode de încercări care să vă dea, în orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele !

Exportați produse. Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite ?

1972 JUN 29

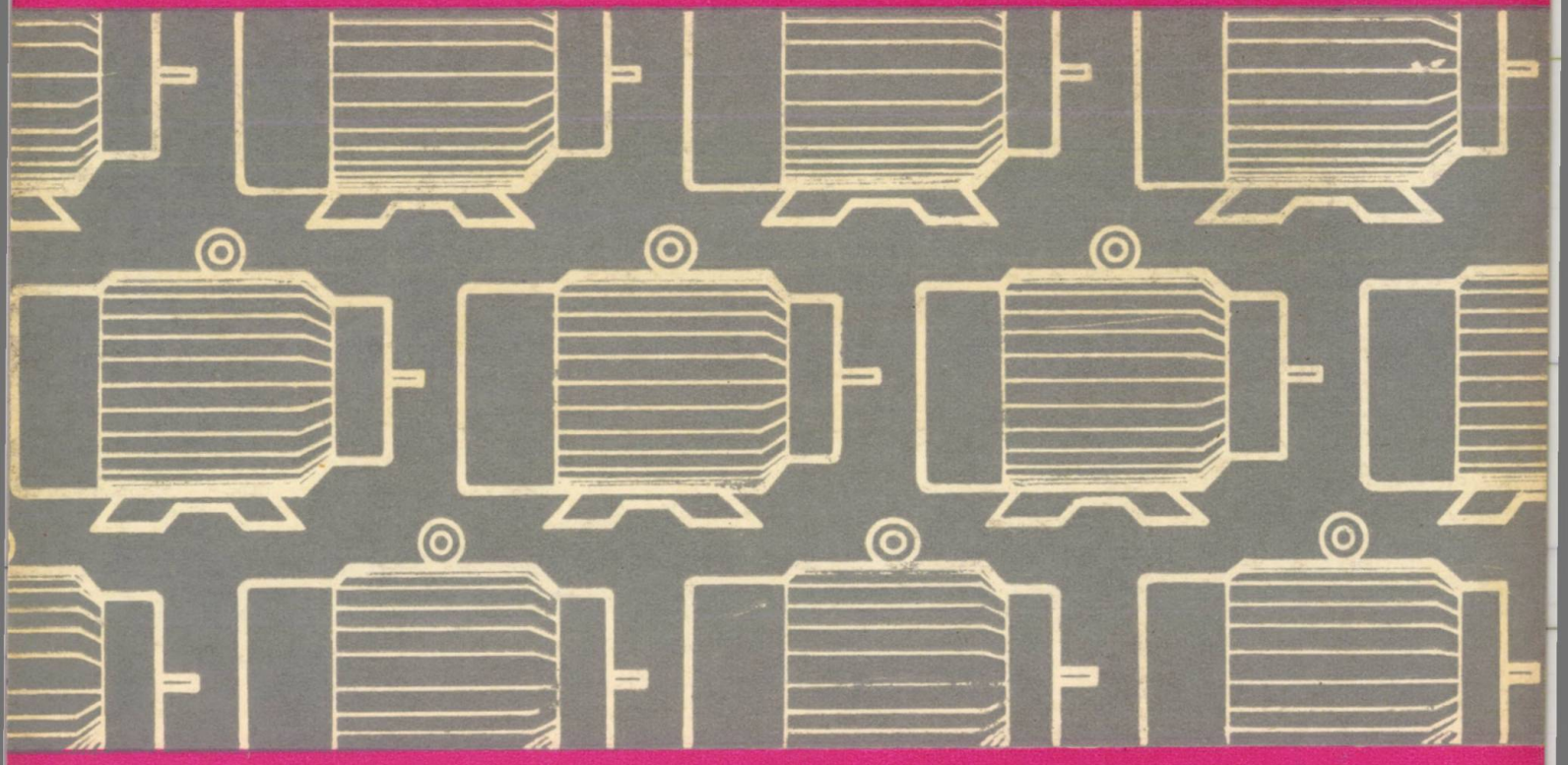
La toate aceste întrebări ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare și Proiectare pentru Industria Electrotehnică (ICPE) care în această perioadă își întocmește planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de încercări moderne, specialiști de înaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 20 ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteți să i-o acordați.

BUCUREȘTI•BD. T. VLADIMIRESCU•Nr. 45–47 • Telefon : 31.41.00

E 2040

ELECTROTEHNICA



6

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 20 • Nr. 6 • IUNIE 1972

UZINA DE CINESCOAPE

vă oferă în condiții de cea mai bună calitate

Tuburi cinescop, pentru televiziune alb-negru, cu diagonala de 47 cm (19″), 59 cm (23″), 61 cm (24″), 65 cm (25″) și unghi de deflexie 110°, cu autoprotecție la implozie.

Fabricate după licență Corning Glass Works (S.U.A.) și Standard Elektrik Lorenz (R.F.G.), calitatea tuburilor cinescop livrate de uzina noastră este asigurată în permanență și la cel mai înalt nivel tehnic.

În aceleași condiții uzina poate livra și baloane pentru tuburi cinescop.

Produsele noastre se exportă prin I.S.C.E. ELECTRONUM, București, str. Gabriel Péri 2, sectorul 1, telefon: 14.18.80, telex: 011—547 România.

UZINA DE CINESCOAPE — BUCUREȘTI, str. Dimitrie Pompei nr. 9, sectorul 2, telefon: 33.01.90, telex: 011—151 ROMÂNIA

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1965

ELECTROTEHNICA

Anul 20 Nr. 6, pag. 201 — 246 iunie 1972

CUPRINS

CZ 621.3.014.31.001.25 : 621.3.064.3

Sasu Mimi : **Modelarea analogică a arcului electric pe baza ecuațiilor lui Mayr și Cassie**

Electrotehnica **20**, nr. 6, iunie 1972, p. 201—207

Pentru descrierea comportării dinamice a arcului electric de întrerupere s-au considerat ecuațiile diferențiale neliniare ale lui Cassie și Mayr. Modelarea lor pe un calculator analogic a permis înregistrarea variației în timp a tensiunii și rezistenței de arc, precum și a caracteristicii dinamice a arcului, în condițiile impunerii unui curent alternativ sinusoidal prin arc. Rezolvarea ecuațiilor lui Mayr și Cassie într-un număr mare de variante a permis obținerea unor informații relativ la cîteva mărimi caracteristice ale arcului electric de întrerupere.

CZ 621.315.623/624.015.24 : 519.24

Avramescu, A. și *Adămuț, I.* : **Stabilirea statistică a tensiunilor de ținere și de conturnare la impuls a izolatoarelor.**

Electrotehnica **20**, nr. 6, iunie 1972, p. 207—217

Se analizează, pe baza unor rezultate obținute din experimentări proprii sau din literatură, probabilitatea cu care se poate obține tensiunea de ținere a izolatoarelor. Se arată că normele actuale nu asigură condiția de șansă egală cerută de legile selecției pentru fiecare eșantion.

Se mai analizează influența caracteristicilor laboratorului de încercare asupra probabilității de apariție a unei tensiuni de conturnare parțiale, curba sigmoidă și factorii care determină sau influențează forma sa precum și distribuțiile care reprezintă corect procesul conturnărilor la impuls de tensiune.

CZ 621.317.716.027.7.001.25

Hortopan, G., Hortopan Viorica, Titz, G. și *Pavelescu, D.* : **Criteriile de dimensionare ale șunturilor coaxiale.**

Electrotehnica **20**, nr. 6, iunie 1972, p. 218—224

Construirea șunturilor coaxiale ridică probleme de : solicitări termice în regim permanent și de scurtă durată ; solicitări electrodinamice ; timp de răspuns ; adaptare ; influențe parazite secundare. Se arată cum autorii au rezolvat aceste probleme cu ocazia construirii unei serii de șunturi destinate a funcționa în regim permanent. Se dau oscilograme și fotografii ale șunturilor realizate.

CZ 621.319.53.014.332 : 621.317.333.83

Arabadji, P. : **Contribuții la studiul generatorului de impuls de curent de mare amplitudine.**

Electrotehnica **20**, nr. 6, iunie 1972, p. 224—230

Lucrarea are ca scop determinarea și studiul analitic al funcției de timp, reprezentativă pentru variația curentului generat după o formă standard, de către generatorul de impuls de curent, precum și precizarea limitelor în care pot lua valori parametrii circuitului astfel încît unda să se încadreze în toleranțele admisibile. De asemenea, sînt prezentate condițiile de stabilitate a formei impulsului la variații mici ale parametrilor circuitului.

REALIZĂRI IN INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

CZ 621.313.322 — 81.026.448 : 621.312 (498)

Ciubotaru, T. și *Herbei, N.* : **Fabricația turbogeneratoarelor în R.S.R.**

Electrotehnica **20**, nr. 6, iunie 1972, p. 231—233

DIN ACTIVITATEA C.E.I.

CZ 061.2 : 621.3 CEI

Weissman, J, și *Rodin, E.* : **Comisia electrotehnică Internațională — forul mondial de standardizare electrotehnică.**

Electrotehnica **20**, nr. 6, iunie 1972, p. 234—238

REFERATE 238—240

CRONICĂ 240

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. PL. ANDRONESCU; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. șt. tehn. A. AVRAMESCU — redactor responsabil; ing. V. BUNEA; ing. V. CIOFU; prof. dr. doc. șt. tehn. V. CORLĂȚEANU; ing. ȘT. GROSU; prof. dr. ing. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. LAZARIDE; dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. M. OPASCHI; ing. A. POPA; prof. ing. CRISTIANA POPESCU; ing. VL. POPOVICI; academician prof. dr. doc. șt. tehn. ing. R. RĂDULEȚ; ing. R. VLĂDOIANU.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon director: 14.62.67. Redacția: București, str. Mândinești nr. 3, sector IV ; telefon secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon: 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România—Filiala sectorului 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația" București, str. Brezoianu, nr. 23—25, *c. 1363. Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.P.D.P. nr. 137/399/1972*

41 400

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.3.014.31.001.25 : 621.3.064.3
Сасу Мими: **Аналоговое моделирование электрической дуги на основе уравнений Мауг-а и Cassie**
Electrotehnica **20**, №. 6, июнь 1972, стр. 201–207

Для описания динамического поведения электрической прерывистой дуги были приняты нелинейные дифференциальные уравнения Мауг-а и Cassie. Их моделирование на аналоговой вычислительной машине позволило записывать изменение во времени напряжения и сопротивления дуги, а также динамические характеристики дуги, в условиях применения переменного синусоидального тока через дугу. Решение уравнений Мауг-а и Cassie в большом количестве вариантов позволило получить информации относительно нескольких характерных величин прерывистой электрической дуги.

ДК 621.315.623/624.015.34 : 519.24
Аврамеску, А. и *Адэмуц, И.:* **Статистическое установление поддерживающего и перекрывающего напряжения при импульсе изоляторов**
Electrotehnica **20**, №. 6, июнь 1972, стр. 207–214

Анализируется, на основе собственных экспериментальных результатов или взятых из литературы, вероятность, с которой можно получить напряжение для поддержания изоляторов. Показано, что современные нормы не обеспечивают равных условий, требуемых законами селекции для каждого образца.

Рассматривается также влияние характеристик испытательной лаборатории на вероятность появления напряжения парциально-перекрывающего разряда, сигмоидной кривой и факторов, определяющих или влияющих на ее форму, а также распределения, представляющие правильно процесс перекрытий при импульсе напряжения.

ДК 621.317.716.027.7.001.25
Хортопан, Г., Хортопан Виорика, Тиц, Г. и *Павелеску, Д.:* **Критерии определения размеров соосных шунтов**
Electrotehnica **20**, №. 6, июнь 1972, стр. 218–224

Построение соосных шунтов вызывает следующие проблемы: термические напряжения в постоянном и кратковременном режиме; электродинамические напряжения; время ответа; адаптация; побочные паразитные влияния. Показано каким образом авторы разрешили эти проблемы при построении ряда шунтов, предназначенных для работы в постоянном режиме. Приводятся осцилограммы и фотографии реализованных шунтов.

ДК 621.319.53.014.332 : 621.317.333.83
Арабаджи, П.: **Изучение импульсного генератора тока высокой амплитуды**
Electrotehnica **20**, №. 6, июнь 1972, стр. 224–230

Целью работы являлось определение и аналитическое исследование функции времени, характерной для изменения тока, возникающего по стандартной форме от импульсного генератора тока, а также уточнение пределов, в которых параметры цепи имели бы такие значения, чтобы волна могла включаться в допускаемые отклонения. Излагаются также условия устойчивости формы импульса при незначительных изменениях параметров цепи.

ДОСТИЖЕНИЯ В ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ ПРОМЫШЛЕНОСТИ
КД 621.313.322–81.026.448 : 621.312(498)
Чиоботару, Т. и *Гербей, Н.:* **Изготовление турбогенераторов в Румынии**
Electrotehnica **20**, №. 6, июнь 1972, стр. 231–233

ИЗ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ С.Е.І.
ДК 061. 3 : 621.3 СЕІ
Вайссман, Ж. и *Родин, Е.:* **Международная Электротехническая Комиссия — мировой форум электротехнической стандартизации.**
Electrotehnica **20**, №. 6, июнь 1972, стр. 234–238

ДОКЛАДЫ 238–240

ХРОНИКА 240

I N H A L T

DK 621.3.014.31.001.25 : 621.3.064.3
Sasu Mimi : **Analogmodellierung des Lichtbogens auf Grund der Gleichungen Mayr und Cassie**
Electrotehnica **20**, H 6, 1972, S. 201–207

Für Darlegung des dynamischen Verhaltens des Abreisslichtbogens wurden die nichtlinearen Differentialgleichungen von Cassie und Mayr in Betracht gezogen. Ihre Modellierung auf einem Analogrechner gestattete die Aufzeichnung der zeitlichen Veränderung der Spannung und des Widerstands des Lichtbogens, sowie der dynamischen Charakteristik des Lichtbogens unter den Bedingungen der Einführung eines sinusoidalen Wechselstroms durch den Lichtbogen. Die Lösung der Mayr-und Cassie-Gleichungen in einer grossen Anzahl von Varianten ermöglichte die Aufschlüsselung einiger charakteristischen Grössen des Abreisslichtbogens.

DK 621.315.623/621.015.34 : 519.24
Avramescu, A. und *Adămuț, I.* : **Statistische Stabilität der Halte-und Überschlagsspannung der Isolatoren bei Impuls**
Electrotehnica **20**, H 6, 1972. S. 207–217

Aufgrund der, durch eigene Erfahrung oder aus der Fachliteratur entnommenen Ergebnisse wird die Möglichkeit der Erzielung einer Haltespannung der Isolatoren analysiert. Es wird darauf hingewiesen, dass die gegenwärtigen Normen nicht die Voraussetzung einer, durch die Auswahlgesetze geforderten, gleichen Bedingung für jeden Probekörper gewährleisten.

Ferner wird der Einfluss der Charakteristiken des Testlaboratoriums auf die Möglichkeit des Auftretens teilweiser Überschlagsspannungen, die Sigmoidkurve und die Faktoren, die deren Form bestimmen oder beeinflussen, sowie die Verteilungen, die den Vorgang der Überschläge bei Spannungsimpuls genau darstellen, analysiert.

DK 621.317.716.027.7.001.25
Hortopan, G. Hortopan Viorica, Titz, G. und *Pavelescu, D.* : **Bemessungskriterien der koaxialen Nebenschlüsse.**
Electrotehnica **20**, H 6, 1972, S. 218–224

Der Aufbau der koaxialen Nebenschlüsse wirft eine Reihe von Problemen auf, so : Wärmebeanspruchung in Dauer-oder Kurzbetrieb ; elektrothermische Beanspruchung ; Anzeigeverzögerung, Anpassung, sekundäre Störbeeinflussungen. Die Verfasser lösten diese Probleme durch den Aufbau einer Reihe von Nebenschlüssen für Dauerbetrieb. Es werden Oszillogramme und Abbildungen dieser Nebenschlüsse gegeben.

DK 621.319.53.014.332 : 621.317.333.83
Arabadji, P. : **Beiträge zum Studium des Impulsgebers für Grossamplitudenstrom**
Electrotehnica **20**, H 6, 1972, S. 224–230

Die Arbeit ist darauf ausgerichtet, die für die Veränderung des, nach einer Standardform, vom Impulsgeber erzeugten Stroms kennzeichenden Zeitfunktion zu bestimmen und zu analysieren und die Grenzwerte der Parameter des Stromkreises und der zulässingen Toleranzen der Welle zu umreissen. Gleichzeitig werden die Stabilitätsbedingungen der Impulsform bei geringen Veränderungen der Stromkreisparameter dargelegt.

LEISTUNGEN IN DER ELEKTROTECHNISCHEN INDUSTRIE
DK 621.313.322–81.026.448 : 621.312 (498)
Ciubotaru, T. und *Herbei, N.* : **Bau der Turbogeneratoren in der SR Rumänien.**
Electrotehnica, 20, H 6, 1972, S. 231–233

AUS DER TATIGKEIT DER INTERNATIONALEN KOMMISSION FUR ELEKTROTECHNIK
DK 061.3 : 621.3 CEI
Weissman. J., und *Rodin, E.* : **Die Internationale Kommission für Elektrotechnik, ein Weltforum für elektrotechnische Standardisierung**
Electrotehnica **20**, H 6, 1972, S. 234–238

REFERATE 238–240

CHRONIK 240

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 20 nr. 6 București, iunie 1972

Modelarea analogică a arcului electric pe baza ecuațiilor lui Mayr și Cassie

MIMI SASU* — București

CZ 621.3.014.31.001.25:621.3.064.3

1. Punerea problemei.

Funcționarea satisfăcătoare a unui întreruptor depinde, în ultimă instanță, de capacitatea sa de a întrerupe cu succes arcul electric care se formează în timpul separării contactelor întreruptorului. Datorită complexității fenomenelor legate de arcurile dinamice, nu este încă posibil să se predetermine rezultatele funcționării unui întreruptor. Ca urmare, cercetările efectuate asupra proprietăților arcului electric sînt esențiale pentru studiul aparatajului de comutație.

Numeroasele cercetări care au urmat primelor studii organizate ale arcului electric au culminat cu măsurătorile lui H. Ayrton asupra caracteristicilor tensiune-curent ale arcului cu carbon [1]. Mai tîrziu, cunoștințele experimentale și teoretice asupra structurii materiei și a conducției gazelor s-au dezvoltat în mod deosebit, ceea ce a făcut cu putință o descriere rezonabilă a structurii și proprietăților unui arc electric [2], [3], [4].

Referitor la arcul electric de întrerupere, studiile efectuate au avut în vedere atît arcul static, cît și arcul dinamic. În tratarea teoretică a arcului static s-a pornit de la ipoteza că temperatura este constantă în timp și deci căldura evacuată din fiecare element de volum și totodată, din întregul arc, este egală cu energia electrică furnizată arcului. Evident că datorită capacității termice a gazului din coloana de arc, are loc și o acumulare de căldură în coloană și în mediul înconjurător. S-a presupus însă că formarea termică a arcului este deja încheiată în momentul în care se analizează comportarea arcului static [5].

Teoria arcului dinamic se ocupă în egală măsură atît de formarea termică, cît și de descompunerea termică a coloanei de arc, procese care în extremis sînt identice cu aprinderea și respectiv, cu stingerea arcului. Importanța acestor fenomene specifice arcului electric de deconectare, pentru tehnica aparatajului de comutație de înaltă tensiune este deosebit de mare [6]. De aceea, s-au depus eforturi pentru stabilirea unor ecuații matematice care să descrie satisfăcător comportarea dinamică a arcurilor electrice în întreruptoare, precum și procesele de stingere și de reaprindere ale arcului în circuite de curent alternativ. Ținînd seamă de complexitatea fenomenelor, pentru scrierea ecuațiilor arcului electric de întrerupere sînt necesare anumite ipoteze simplificatoare; ca urmare, ecuațiile diferențiale care se obțin constituie niște modele matematice aproximative ale arcului. Cu ajutorul unor astfel de modele, arcul electric poate fi tratat ca un element al circuitului electric.

În cele ce urmează se consideră două dintre cele mai cunoscute ecuații diferențiale ale arcului electric, stabilite de către A.M. Cassie [7] în 1939 și O. Mayr [5] în 1943. Dat fiind caracterul lor neliniar, pentru rezolvarea acestor ecuații este indicată utilizarea unui calculator electronic (analogic sau numeric). În acest scop, s-a presupus că arcul este întreținut de o sursă de curent de forma $i(t)=\sqrt{2}\,I \sin \omega t$. Modelarea celor două ecuații ale lui Mayr și Cassie pe un calculator analogic a permis obținerea tensiunii și rezistenței arcului în funcție de timp, precum și a caracteristicii dinamice $u\ (i)$, în diferite condiții. S-a studiat astfel influența unor parametri, dependenți de anumite constante specifice arcului, asupra tensiunii și rezistenței arcului electric, descris prin ecuațiile diferențiale ale lui Mayr și Cassie. Diagramele furnizate de calculator au fost prelucrate în vederea obținerii unor informații relativ la cîteva mărimi caracteristice ale arcului electric de întrerupere. Pentru exemplificare, se prezintă cîteva înregistrări obținute pe calculatorul analogic, precum și diagramele realizate prin prelucrarea rezultatelor furnizate de calculator în cîteva zeci de variante.

2. Formularea ecuațiilor arcului dinamic.

Atît formularea lui Cassie, cît și cea a lui Mayr, pornesc de la ideea existenței unui bilanț energetic în imediata vecinătate a trecerii prin zero

* Ing. *Mimi Sasu* este cercetător științific principal la laboratorul de calcul electronic din Institutul de cercetare și proiectare pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.) — București.

a curentului. Energia care se dezvoltă în arcul electric în timpul trecerii curentului este parţial acumulată în arc datorită capacităţii sale termice şi parţial disipată de coloana arcului sub formă de pierderi de căldură. Capacitatea termică a coloanei de arc capătă o importanţă deosebită pe măsură ce curentul se micşorează, apropiindu-se de zero. În timp ce energia electrică primită de arc scade, ceea ce încetineşte procesul de stingere şi întîrzie restabilirea rigidităţii dielectrice între contactele întreruptorului este tocmai energia care rămîne acumulată în coloana arcului datorită capacităţii sale termice [8].

Pornind de la ipoteza că rezistenţa arcului depinde de diferenţa dintre energia primită de arc şi energia disipată, această legătură se poate exprima prin relaţia :

$$\frac{1}{R} = F(Q) \tag{1}$$

unde

$$Q = \int_0^t (ui - P)\, \mathrm{d}t \tag{2}$$

reprezintă energia care rămîne acumulată în coloana de arc datorită capacităţii sale termice ; $\int_0^t ui\, \mathrm{d}t$ este energia electrică introdusă în arc, iar $\int_0^t P\, \mathrm{d}t$ reprezintă energia pe care arcul este în măsură să o disipeze datorită caracteristicilor sale fizice de sursă de căldură.

Dacă se cunoaşte expresia lui $F(Q)$, precum şi puterea disipată P, relaţia (1) permite să se descrie comportarea dinamică a arcului electric.

În formularea lui Mayr, $F(Q)$ se consideră de forma

$$(Q) = \frac{1}{R} = K \exp(Q/Q_0) \tag{3}$$

unde K şi Q_0 sînt constante. Introducerea în arc, sau disiparea de către acesta a unei cantităţi de energie egală cu Q_0, modifică conductanţa arcului cu factorul e (2,718).

De asemenea, Mayr presupune că pierderea de căldură se face prin conducţie termică ; el consideră că puterea transmisă de arc în exterior este constantă, $P = P_0$.

Efectuînd calculele, ecuaţia (1) devine :

$$\frac{1}{i}\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} - \frac{1}{u}\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{\vartheta}\frac{ui - P_0}{p_0}, \tag{4}$$

unde :

$$\vartheta = \frac{Q_0}{P_0} \tag{5}$$

este constanta de timp termică a arcului electric.

Relaţia (4) reprezintă ecuaţia diferenţială a lui Mayr. Ea poate fi scrisă şi sub alte forme, ca de exemplu :

$$-\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \ln R = \frac{1}{\vartheta}\left(\frac{ui}{P_0} - 1\right). \tag{6}$$

Pentru cazul staţionar,

$$ui = P_0$$

de unde rezultă

$$u_s = \frac{P_0}{i}. \tag{7}$$

În ipoteza lui Mayr, caracteristica statică este deci o hiperbolă echilaterală, ceea ce evident reprezintă o idealizare.

Spre deosebire de cazul prezentat mai înainte, în formularea lui Cassie $F(Q)$ este o funcţie liniară de Q. Pierderea de căldură se presupune că se face prin convecţie ; puterea P cedată de arc mediului înconjurător rezultă proporţională cu Q. Cassie consideră în plus că tensiunea de ardere staţionară este independentă de curent, $u_s = U_0$.

În aceste condiţii, din relaţia (1) se obţine :

$$\frac{1}{i}\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} - \frac{1}{u}\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{\vartheta}\frac{u^2 - U_0^2}{U_0^2} \tag{8}$$

în care

$$\vartheta = \frac{c}{\lambda} \tag{9}$$

reprezintă constanta de timp termică a arcului, exprimată prin raportul a două constante : c = conţinutul de energie pe unitatea de volum a coloanei şi λ = puterea pierdută pe unitatea de volum.

În mod similar, ecuaţia diferenţială (8) a lui Cassie poate fi scrisă şi sub forma :

$$-\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \ln R = \frac{1}{\vartheta}\left[\left(\frac{u}{U_0}\right)^2 - 1\right]. \tag{10}$$

Ecuaţiile diferenţiale ale lui Mayr şi Cassie sînt neliniare, ceea ce face ca rezolvarea lor analitică să nu fie posibilă decît în anumite cazuri particulare şi anume, cînd se consideră impusă forma de variaţie a curentului sau tensiunii [5], [7], [9].

După cum se vede în relaţiile de mai sus, parametrii caracteristici ai modelului dinamic al arcului după Mayr sînt constanta de timp ϑ şi puterea disipată de arc în condiţii staţionare, P_0. Constanta de timp ϑ constituie şi unul din parametrii caracteristici ai modelului dinamic al arcului după Cassie, al doilea fiind tensiunea de ardere în regim staţionar, U_0.

De fapt, constantele ϑ, P_0 şi U_0 nu sînt constante în sensul strict al cuvîntului ; pentru un arc de curent alternativ, ele îşi modifică mult valorile în decursul unei semiperioade. Totuşi, în imediata vecinătate a trecerii curentu-

lui prin zero, valorile lui ϑ și P_0 pot fi considerate constante. Pe de altă parte, condiția U_0 constant corespunde cu observațiile experimentale efectuate asupra comportării arcului de curent alternativ în decursul celei mai mari părți a perioadei curentului, respectiv la curenți mari. Pe baza acestor observații se poate face, teoretic, o delimitare a zonei de aplicabilitate optimă a ecuațiilor lui Mayr și Cassie [10].

3. Modelarea pe calculator analogic

În vederea programării pe calculator analogic, ecuația diferențială (6) a lui Mayr se pune sub forma :

$$\frac{\mathrm{d}R\,(t)}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{\vartheta} R\,(t) - \frac{1}{\vartheta P_0} u^2\,(t). \qquad (11)$$

În mod similar, ecuația diferențială (10) a lui Cassie va deveni :

$$\frac{\mathrm{d}R\,(t)}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{\vartheta} R\,(t) - \frac{1}{\vartheta U_0^2} R\,(t)\,u^2(t). \qquad (12)$$

În ambele cazuri, tensiunea în arc $u\,(t)$ este dată de relația

$$u\,(t) = R\,(t)\,i\,(t) \qquad (13$$

unde

$$i\,(t) = \sqrt{2}I \sin \omega t = \hat{I} \sin \omega t. \qquad (14)$$

Se obțin astfel două sisteme de ecuații care diferă între ele numai prin ecuația arcului. Pentru rezolvarea acestor sisteme pe calculator, este convenabil să se scrie ecuațiile în mărimi adimensionale. În acest scop s-au utilizat transformări de forma :

$$\tau = \frac{t}{\vartheta};\ \bar{i} = \frac{i}{i_m};\quad \bar{u} = \frac{u}{u_m};\quad \bar{R} = \frac{R}{R_m}, \qquad (15)$$

unde $i_m = \hat{I}$ este valoarea de vîrf a curentului introdus în arc; u_m reprezintă căderea de tensiune în arc corespunzătoare curentului i_m și, pentru simplificare, se poate lua $R_m = u_m/i_m$. În aceste condiții, dacă se notează

$$\nu = \omega\vartheta;\quad b = \frac{\hat{I}^2 R_m}{P_0};\quad c = \frac{u_m^2}{U_0^2} \qquad (16)$$

cele două sisteme de ecuații devin :

— modelul matematic pentru calculator în varianta lui Mayr

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}\bar{R}(\tau)}{\mathrm{d}\tau} = \bar{R}(\tau) - b\,\bar{u}^2(\tau) \\ \bar{u}\,(\tau) = \bar{R}\,(\tau)\,\bar{i}\,(\tau) \\ \bar{i}\,(\tau) = \sin \nu\tau \end{cases} \qquad (17)$$

— modelul matematic pentru calculator în varianta lui Cassie :

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}\bar{R}(\tau)}{\mathrm{d}\tau} = \bar{R}\,(\tau) - c\,\bar{R}\,(\tau)\,\bar{u}^2\,(\tau) \\ \bar{u}\,(\tau) = \bar{R}\,(\tau)\,\bar{i}\,(\tau) \\ \bar{i}\,(\tau) = \sin \nu\,\tau \end{cases} \qquad (18)$$

În ambele sisteme de ecuații s-a considerat aceeași condiție inițială, $R\,(0+) = 0{,}03$.

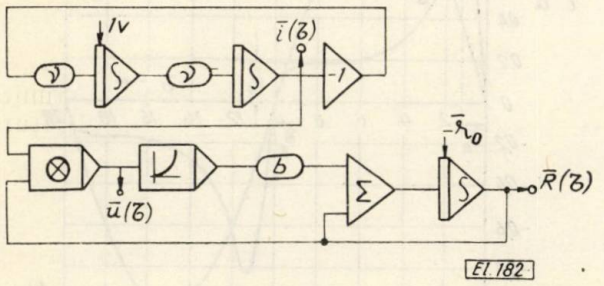


Fig. 1. Schema de modelare a ecuației arcului dinamic a lui Mayr.

Schemele de modelare corespunzătoare sistemelor (17) și (18) sînt reprezentate în figurile 1 și 2. Rezistența inițială a arcului a fost notată cu $\bar{r}_0$. În afară de blocurile operaționale obișnuite, de tip inversor, sumator sau integrator, cele două scheme conțin și blocuri neliniare și anume, blocuri de înmulțire și de ridicare la pătrat. Pentru realizarea acestor scheme de modelare s-a utilizat un calculator analogic MEDA 41 TA.

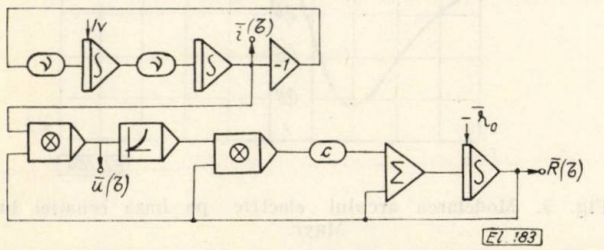


Fig. 2. Schema de modelare a ecuației arcului dinamic a lui Cassie.

4. Rezultatele obținute.

Fiecare din modelele matematice prezentate mai înainte conține un parametru variabil : parametrul b în varianta lui Mayr, dependent de puterea disipată de arc, prin conducție termică ; mediul înconjurător și parametrul c, funcție de tensiunea de arc în regim staționar, în varianta lui Cassie. Dînd diferite valori acestor doi parametri, respectiv coeficienților b și c din schemele de modelare (fig. 1, 2), se pot obține o serie de informații asupra comportării dinamice a arcului.

Un prim obiectiv al lucrării de față a constat în a verifica în ce măsură variațiile tensiunii și rezistenței arcului în funcție de timp, pentru un curent alternativ prin arc, obținute prin

modelarea ecuațiilor diferențiale ale lui Mayr și Cassie cu ajutorul unui calculator analogic, se apropie de curbele teoretice specifice prezentate în literatura de specialitate. Analiza a fost extinsă și asupra caracteristicii dinamice a arcului electric $u = f(i)$.

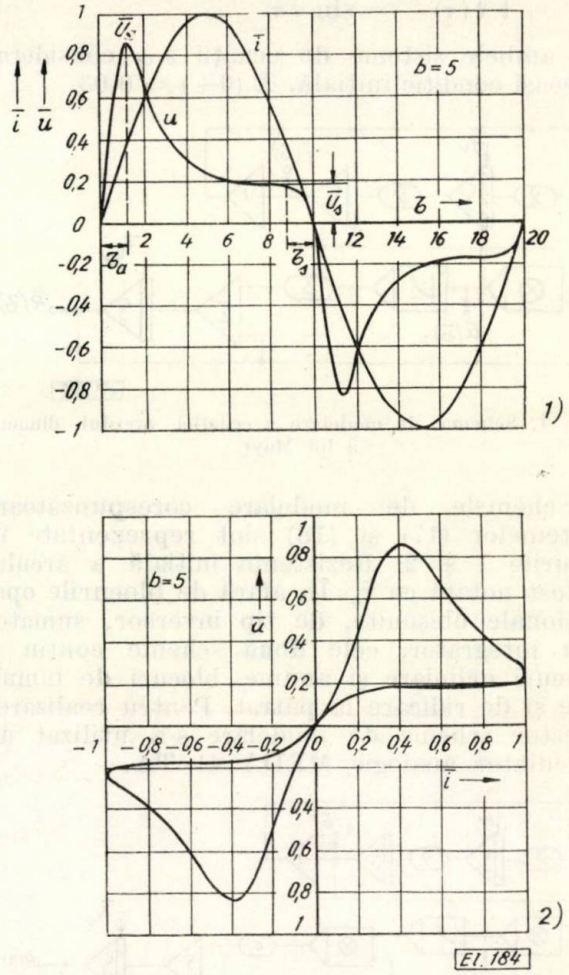


Fig. 3. Modelarea arcului electric pe baza ecuației lui Mayr.

1) Variația în timp a tensiunii unui arc electric de curent alternativ.

2) Caracteristica dinamică a arcului electric.

Din înregistrările obținute pe calculator într-o gamă relativ largă de variație a parametrilor b și c, în această lucrare se prezintă, pentru exemplificare, cîteva cazuri. Astfel, forma de variație în timp a tensiunii de arc din ecuația lui Mayr, precum și caracteristica dinamică $u(i)$ corespunzătoare pentru un caz oarecare, $b = 5$, sînt reprezentate în figura 3. Pentru comparație, figura 4 redă alura de variație a tensiunii arcului în funcție de timp, precum și caracteristica dinamică $u(i)$ obținute prin rezolvarea ecuației lui Cassie în cazul $c = 2$. Sub aspect calitativ, aceste două grupe de caracteristici prezintă o corespondență satisfăcătoare cu curbele similare „ideale" prezentate în literatură [11]. În continuare, pentru a ilustra forma de variație a rezistenței arcului în funcție de timp la trecerea curentului prin zero, s-au ales două diagrame. Astfel, în figurile 5 și 6 se prezintă soluțiile obținute (atît pentru rezistență, cît și pentru tensiunea de arc) prin rezolvarea pe calculator a ecuației

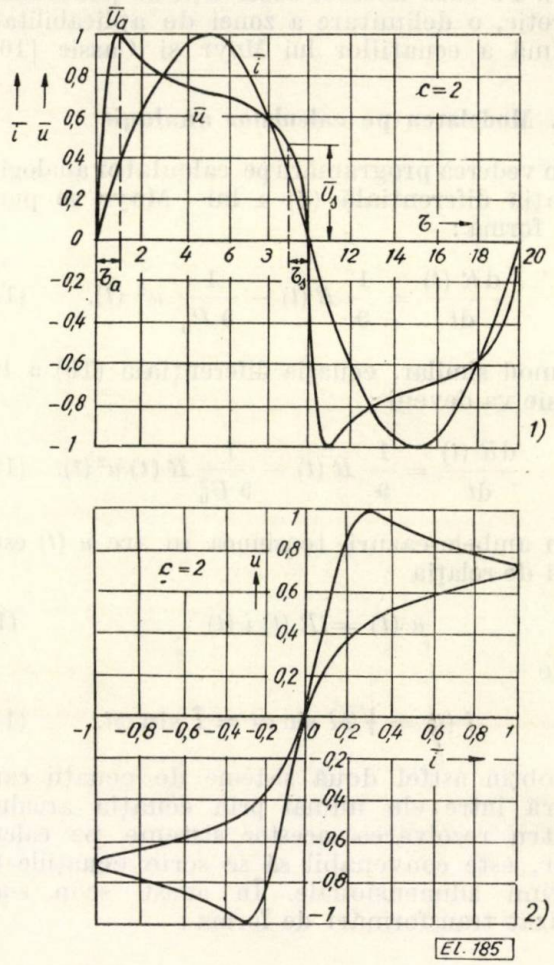


Fig. 4. Modelarea arcului electric pe baza ecuației lui Cassie.

1) Variația tensiunii unui arc electric de curent alternativ în funcție de timp.

2) Caracteristica dinamică a arcului electric.

lui Mayr în cazul $b = 125$ și respectiv, a ecuației lui Cassie pentru $c = 50$. Calitativ, alurile obținute atît pentru curbele din figura 5, cît și pentru cele din figura 6 sînt foarte asemănătoare cu cele obținute de Browne [9] prin rezolvarea analitică a ecuațiilor lui Mayr și Cassie în anumite ipoteze simplificatoare.

Un al doilea obiectiv al lucrării și cel mai important a constat în studierea influenței pe care o au parametrii b și c asupra tensiunii și rezistenței arcului electric descris prin cele două ecuații diferențiale ale lui Mayr și Cassie. În acest scop s-au dat coeficienților b și c din schemele de modelare diferite valori de la 2 pînă la 200; în fiecare din aceste variante s-au înregistrat variațiile tensiunii și rezistențe

arcului în funcţie de timp pentru o variaţie sinusoidală a curentului aplicat.

Ca o primă observaţie asupra celor cîteva zeci de diagrame obţinute pe calculator, trebuie menţionat faptul că indiferent de valorile concrete ale parametrilor b şi c, se constată că în general, vîrful de aprindere în cazul rezolvării ecuaţiei lui Mayr este mult mai pronunţat decît în cazul rezolvării ecuaţiei lui Cassie. În ceea ce priveşte vîrful de stingere, acesta este aproape imperceptibil în diagramele rezultate prin rezolvarea ecuaţiei lui Mayr şi nu apare deloc în diagramele obţinute în cazul ecuaţiei lui Cassie.

O analiză cantitativă a influenţei parametrilor b şi c asupra comportării dinamice a arcului electric se poate face mai sistematic dacă se utilizează notaţiile (în mărimi relative) avînd semnificaţia din anexă şi dacă se trasează,

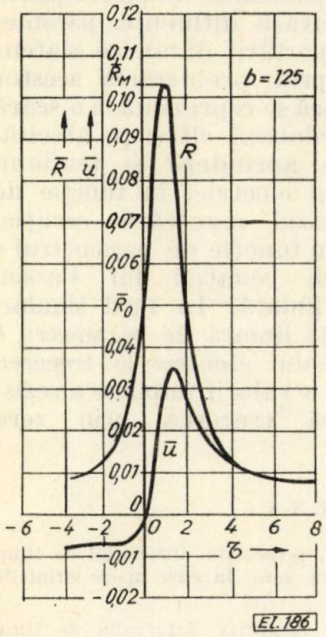


Fig. 5. Rezistenţa şi tensiunea arcului în funcţie de timp, din ecuaţia lui Mayr, la trecerea curentului prin zero.

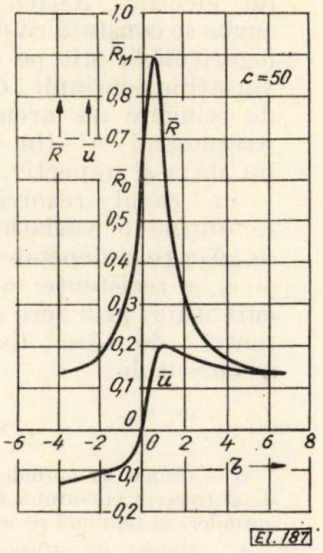


Fig. 6. Rezistenţa şi tensiunea în funcţie de timp din ecuaţia lui Cassie, la trecerea curentului prin zero.

la scară logaritmică, diagramele de variaţie — în funcţie de parametrii b şi c — ale mărimilor caracteristice ale arcului $\overline{U}_a$, $\overline{U}_s$, $\overline{R}_0$ şi $\overline{R}_M$. Aceste diagrame se obţin pe baza înregistrărilor furnizate de calculator. Astfel, în figurile 7 şi 8 se prezintă rezultatele obţinute din înregistrările efectuate în urma rezolvării ecuaţiei diferenţiale a lui Mayr, iar în figurile 9 şi 10, cele rezultate prin soluţionarea pe calculator a ecuaţiei lui Cassie.

Din diagramele din figurile 7 şi 8 se vede că dacă se consideră scară logaritmică atît pe ordonată, cît şi pe abscisă, rezultă o dependenţă liniară de parametrul b din ecuaţia lui Mayr, atît a celor două mărimi caracteristice ale tensiunii de arc, $\overline{U}_a$ şi $\overline{U}_s$, precum şi a celor două mărimi caracteristice ale rezistenţei arcului, $\overline{R}_0$ şi $\overline{R}_M$. Aceeaşi observaţie se poate face

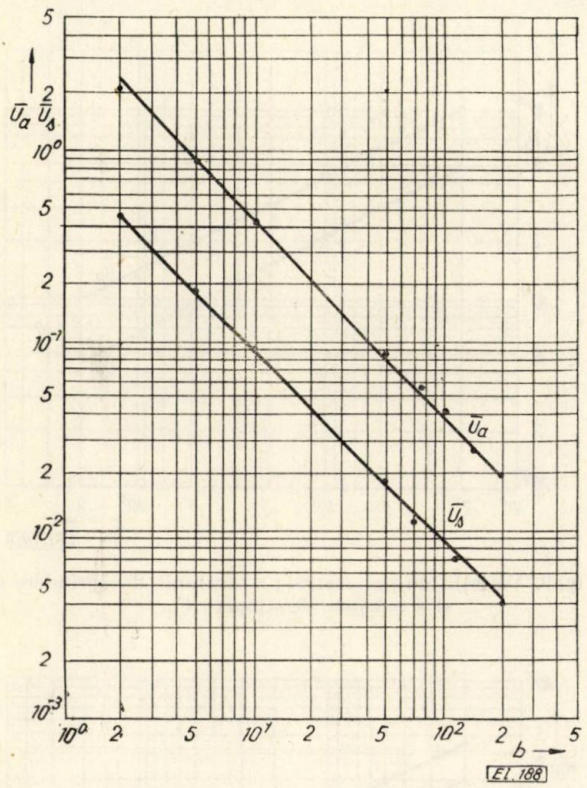


Fig. 7 Variaţia tensiunii de aprindere U_a şi a tensiunii de stingere U_s cu parametrul b.

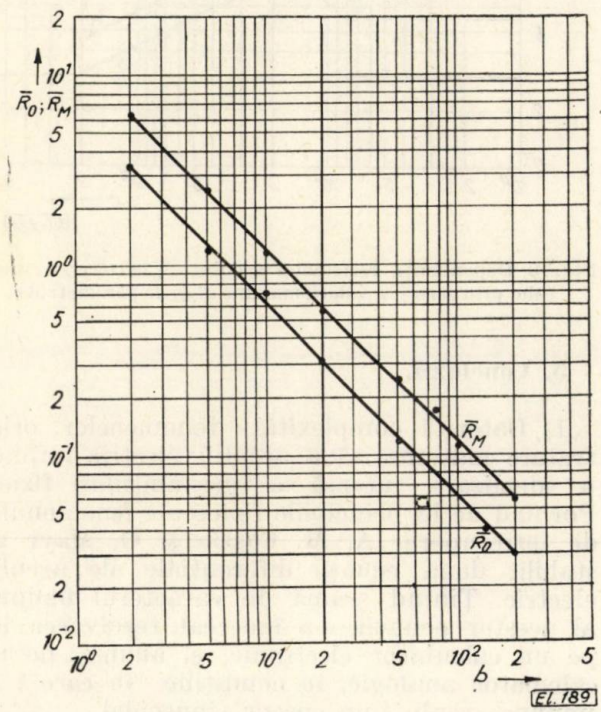


Fig. 8. Dependenţa de parametrul b a rezistenţei arcului R_0 la trecerea curentului prin zero şi a valorii maxime R_M.

și în legătură cu figurile 9 și 10, relativ la variația mărimilor $\bar{U}_a$ și $\bar{U}_s$ și respectiv, $\bar{R}_0$ și $\bar{R}_M$ în funcție de parametrul c din ecuația lui Cassie.

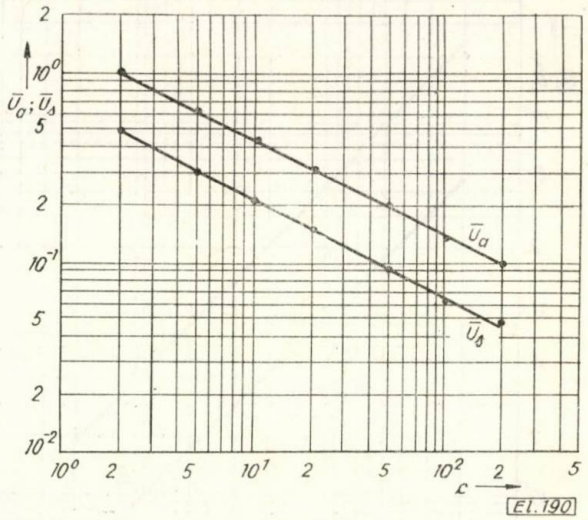


Fig. 9. Variația cu parametrul c a tensiunii de aprindere U_a și a tensiunii de stingere U_s.

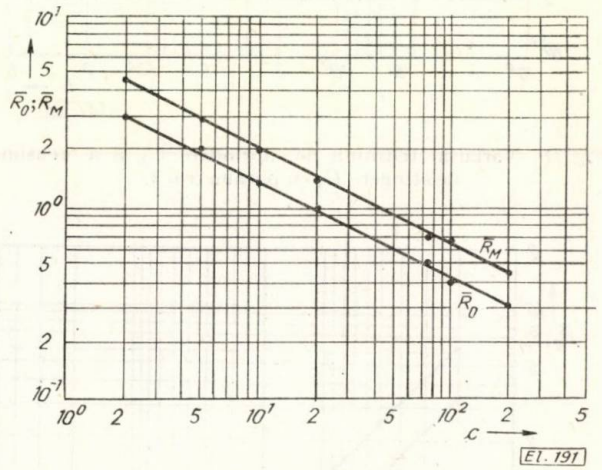


Fig. 10. Dependența rezistenței arcului R_0 la trecerea curentului prin zero și a valorii maxime R_M, de parametrul c.

5. Concluzii.

1) Datorită complexității fenomenelor, orice tratare matematică a arcului electric implică o idealizare intensă a prezumțiilor fizice. Pornind de la principiile fizice ale fenomenului de întrerupere, A. M. Cassie și O. Mayr au stabilit două ecuații diferențiale ale arcului electric. Ținînd seamă de caracterul neliniar al acestor ecuații, s-a încercat rezolvarea lor pe un calculator electronic, și anume, pe un calculator analogic, în condițiile în care i se impune arcului, un curent sinusoidal.

2) Modelarea pe calculator analogic a ecuațiilor diferențiale ale lui Mayr și Cassie permite obținerea unor caracteristici de variație în funcție de timp ale tensiunii și rezistenței arcului, precum și a caracteristicii dinamice u (i), pentru diferite valori ale unor parametri dimensionali: b (dependent de puterea disipată de arc în regim staționar) și c (dependent de tensiunea de ardere staționară).

3) Rezultatele furnizate de calculator conduc la concluzia că în general, independent de valorile concrete ale parametrilor b și c, vîrful de aprindere în cazul rezolvării ecuației lui Mayr este mult mai pronunțat decît în cazul rezolvării ecuației lui Cassie. În ceea ce privește vîrful de stingere, acesta este foarte puțin perceptibil în diagramele care rezultă prin rezolvarea ecuației lui Mayr și nu mai apare deloc în diagramele corespunzătoare ecuației lui Cassie.

4) Pe baza curbelor înregistrate pe calculator, avînd ca variabilă independentă timpul, se poate face o analiză cantitativă a influenței parametrilor b și c asupra comportării dinamice a arcului electric. Astfel, prin prelucrarea acestor curbe se constată că dacă se reprezintă la o scară logaritmică, atît pe ordonată cît și pe abscisă, variațiile tensiunii de aprindere și tensiunii de stingere ale arcului electric, în funcție de parametrul b — în cazul rezolvării ecuației lui Mayr și respectiv, în funcție de parametrul c — în cazul rezolvării ecuației lui Cassie, se obține o variație liniară. În mod similar, se găsește o dependență liniară de parametrii b și c, a rezistenței arcului electric la trecerea curentului prin zero și a valorii maxime a rezistenței de arc după trecerea prin zero a curentului.

ANEXA

τ_a — timpul de aprindere, respectiv intervalul de timp după trecerea curentului prin zero, la care apare vîrful de aprindere al tensiunii de arc.

τ_s — timpul de stingere, respectiv intervalul de timp dinainte de următoarea trecere a curentului prin zero, la care poate să apară vîrful de stingere.

$\bar{U}_a$ — tensiunea (sau vîrful) de aprindere, egală cu maximul tensiunii de arc în valoare absolută.

$\bar{U}_s$ — tensiunea (sau vîrful) de stingere, presupusă în cazul de față ca fiind tensiunea de arc corespunzătoare lui $\tau_s = \tau_a$.

$\bar{R}_0$ — valoarea rezistenței arcului electric la trecerea curentului prin zero.

$\bar{R}_M$ — valoarea maximă a rezistenței arcului după trecerea prin zero a curentului.

Bibliografie

[1] *Ayrton, H.* The Electric Arc. În: The Electrician, London, 1902.

[2] *Finkelnburg, S., Maecker, H.* Elektrische Bögen und termische Plasma. În: Handbuch der Physik, vol. **22**, Springer-Verlag, Berlin, 1956, p. 254—444.

[3] *Hoyaux, M. F.* Arc Physics. Springer-Verlag, New—York, 1968, 305 p.

[4] *Sasu, M.* Natura fizică și proprietățile arcului electric. În Progresele științei, vol. **7**, nr. 3, 1971, p. 117—126.

[5] *Mayr, O.* Beiträge zur Theorie des Statistischen und des Dynamischen Lichtbogens. În : Archiv für Elektrotechnik, vol. **37**, nr. 12, 1943, p. 588—608.

[6] *Sasu, M.* Rolul arcului electric în procesul de întrerupere. În : Electrotehnica, vol. **19**, nr. 3, martie 1971, p. 96—104.

[7] *Cassie, A. M.* A New Theory of Arc Rupture and Circuit Severity. Rap. 102, CIGRÉ 1939.

[8] *Cassagrande, G., Pezzi, P.* Interruzione dell'arco in interruttori a corrente alternata : contributo allo dei fenomeni in prossimata dello ,,zero'' di corrente. În : L'elettrotecnica, vol. **LIII**, nr. 12, decembrie 1966, p. 908—914.

[9] *Browne, T. E.*, Jr. A Study of A—C Arc Behaviour Near Current zero by Means of Mathematical Models. În : Trans. AIEE, vol. 67, 1948, part. I, p. 141—153.

[10] *Browne, T. E.*, Jr. An Approach to Mathematical Analysis of A—C Arc Extinction in Circuit Breakers. In : Trans. AIEE, Power Apparatus and Systems, vol. **77**, febr. 1959, p. 1508—1517.

[11] *Schmidt, E.* Physikalisches Verhalten des Schalterlichtbogens În : Rziha, E. v. Starkstromtechnik, Verlag von Wilhelm Ernst und Sohn, Berlin, 1960, p. 89—96.

Intrat în redacţie la 20.III.1972

Stabilirea statistică a tensiunilor de ţinere şi de conturnare la impuls a izolatoarelor*

AUREL AVRAMESCU şi IOSIF ADĂMUŢ** — Bucureşti

CZ 621.315.623/624.015.34:519.24

Procesele electrofizice care au loc la încercarea rigidităţii dielectrice a izolatoarelor sînt prin natura lor aleatorii, statistice. Această caracteristică a fost sesizată încă de acum două decenii [1]. Preocupările pentru determinarea unor tensiuni caracteristice care sînt definite statistic la încercările izolatoarelor sînt la fel de vechi [2]. Încercările de tratare statistică a procesului conturnării, răzleţe la început, au cîştigat amploare în anii următori, apărînd un număr tot mai mare de cercetări în această direcţie. Unele dintre ele tratează în general importanţa statisticii matematice pentru controlul izolaţiei de înaltă tensiune [3], altele se ocupă în special de natura statistică a fizicii proceselor la încercările la impuls [4]; în unele se determină valorile medii ale tensiunii ce ar provoca conturnarea după primul sau al n-lea impuls [5]; iar în altele se urmăreşte cel mai potrivit număr de impulsuri pentru determinarea tensiunii de ţinere dedusă din consideraţii probabilistice [6]. Cercetările întreprinse în direcţia utilizării calculului statistic au fost grăbite îndeosebi de abaterile importante constatate la determinarea tensiunilor de ţinere ale izolatoarelor [8], precum şi de nepotrivirile rezultatelor obţinute la încercarea aceluiaşi spaţiu disruptiv în condiţii similare în laboratoare diferite la anumite intervale de timp [9].

La stabilirea diverselor specii de tensiuni a izolatoarelor a contribuit şi cercetarea ştiinţifică din R.S.R. [10], [11], [12], [13]. O prelucrare statistică a datelor obţinute la astfel de încercări s-a efectuat tot în acea perioadă [13]. Datorită acestora s-au putut elabora unele propuneri la nivel de CER* şi CEI ** [14], [15], privind unele modificări de nivele de izolaţie [16].

În ultimul timp s-au mai intensificat cercetările privind stabilirea nivelelor de izolaţie la supratensiuni de comutaţie prin metode statistice [17], [18], [19]. Tensiunile critice ale izolatoarelor de tensiune continuă în condiţii de atmosferă curată sau contaminată constituie o preocupare la fel de susţinută [20], [21]. Cercetări pentru stabilirea legităţilor statistice ale modelării aplicate în tehnica tensiunilor înalte devin tot mai frecvente [30], [31], [38].

Dată fiind întinderea problemelor enumerate vom trata în cele ce urmează numai unele aspecte legate de determinarea statistică a tensiunilor de conturnare critice 50 %, de ţinere (conturnare 0 %) şi de conturnare 100 %.

1. Încadrarea statistică a tensiunilor de conturnare critice, de ţinere şi de conturnare 100 %

Probabilitatea conturnării unui izolator este de fapt funcţie de două variabile aleatorii : tensiunea u_j şi durata aplicării tensiunii τ, condiţionate de forma undei aplicate izolatorului [4], [22]. Această dependenţă se exprimă prin relaţia

$$\mathcal{R}_r \{[u_{\min} \leqslant u_j \leqslant u_{\max}], [\tau_{\min} \leqslant \tau_j \leqslant \tau_{\max}]\} = p_j(u, \tau), \quad (1)$$

* După lucrarea ,,Cercetări privind determinarea statistică a tensiunilor de ţinere, de conturnare 50 % şi conturnare 100 % la impuls pentru izolatoare. Institutul de energetică al Academiei R.S.R. 1969.

** Acad. *A. Avramescu* este preşedintele Comisiei de automatizare a Academiei R.S.R. şi Director general al Centrului de documentare ştiinţifică, iar dr. ing. *I. A. Adămuţ* este cercetător ştiinţific principal II la Institutul de cercetări electroenergetice şi pentru termoficare (ICENERG), sectorul TTI (Tehnica tensiunilor înalte).

* Comitetul electrotehnic român.

** Comitetul electrotehnic internaţional.

unde :

u_j este treapta de tensiune aplicată j ;
τ_j — timpul de aplicare al acesteia (în general mai mare decît frontul undei) ;
p_j — probabilitatea de conturnare a izolatorului la aplicarea unui singur impuls de tensiune de amplitudine u_j.

Dar la încercările izolatoarelor, la care interesează de fapt rezultatul final al comportării acestuia la solicitatea la care este supus, şi anume conturnarea sau nonconturnarea, forma undelor aplicate este aceiaşi. De aceea durata τ are o pondere mai puţin importantă asupra caracterului aleatoriu al comportării izolatorului, rămînînd astfel numai tensiunea ca variabilă aleatoare. În acest caz relaţia (1) devine :

$$\mathfrak{P}_r [u_{\min} \leqslant u_j \leqslant u_{\max}] = p_j (u). \qquad (1')$$

Teoretic, variaţia variabilei aleatoare — tensiunea de impuls aplicată unui izolator la încercare — are domeniul de variaţie (D) definit de relaţia

$$0 \leqslant u_j \leqslant \infty \ni (D), \qquad (2)$$

u_j, fiind o variabilă aleatoare continuă.

Practic, în loc de tensiunea infinită apar valorile maxime ce se pot obţine pe instalaţii de impuls de tensiune 10 — 13 MV sau cele ce intervin în descărcări atmosferice, de ordinul a 2 — 3 sute MV.

În cele ce urmează ne vom concentra atenţia, în primul rînd asupra analizei tensiunilor caracteristice pentru un tip de izolator dat. În acest caz populaţia statistică [23] de care ne ocupăm este formată din impulsurile de tensiune ce se pot aplica izolatorului, o populaţie ipotetică [24]. Evident că în cazul izolatoarelor există şi populaţia reală în sens larg a tuturor izolatoarelor de porţelan, de sticlă sau de materiale sintetice care au comun materialul din care sînt confecţionate. În cadrul fiecăreia din aceste populaţii există o populaţie mai restrînsă a fiecărui tip de izolator.

O tratare statistică a caracteristicii tensiune de ţinere, etc. a populaţiilor restrînse : izolatoare suport de porţelan pentru instalaţii interioare de tensiune nominală 6, 10, 20 şi 35 kV şi apoi a populaţiei mai mari a izolatoarelor suport de interior din porţelan a fost elaborată în lucrarea [13]. Se observă că în timp ce populaţia reală a izolatoarelor are un număr foarte mare, dar nu infinit de unităţi statistice, populaţia ipotetică a impulsurilor de tensiune, datorită variaţiei continui a variabilei aleatoare u_j, are un număr infinit de unităţi statistice, numai posibile. Din această populaţie ipotetică în sens larg a tuturor impulsurilor de tensiune de valori u_j ale variabilei aleatoare, ne interesează pentru un izolator dat numai zona cuprinsă între cea mai mică valoare posibilă a tensiunii $u_{\max}$, de la care orice impuls de tensiune produce în mod cert conturnarea şi cea mai mare valoare posibilă a tensiunii $u_{\min}$, sub care orice impuls de tensiune nu mai produce în mod sigur conturnare. Prima mărime este tensiunea de conturnare 100%, iar a doua mărime, tensiunea de ţinere (de conturnare 0%), necesară la stabilirea nivelelor de izolaţie şi de protecţie în coordonarea izolaţiei. Ele sînt definite de relaţiile probabilistice :

$$\mathfrak{P}_r [u_j \geqslant u_{\max}] = 1 \qquad (3)$$

$$\mathfrak{P}_r [u_j \leqslant u_{\min}] = 0. \qquad (4)$$

Din punctul de vedere al încercărilor la impuls de tensiune se observă că prezintă interes

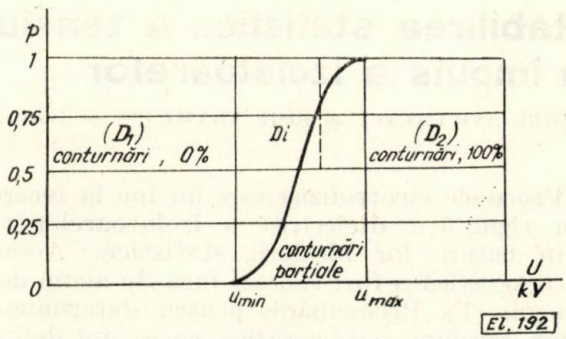


Fig. 1. Repartiţia calitativă a domeniului de conturnări în funcţie de tensiune.

numai zona (D_i) a variabilei aleatoare u_j cuprinsă între $u_{\min}$ şi $u_{\max}$ definită de relaţia :

$$u_{\min} \leqslant u_j \leqslant u_{\max} \ni (D_i), \qquad (5)$$

unde (D_i) este domeniul tensiunilor de încercare la impuls de tensiune în care pot apare conturnări. Aceasta este de fapt colectivitatea ipotetică care prezintă interes pentru stabilirea caracteristicilor dielectrice ale unui izolator. În figura 1 se arată dependenţa probabilităţii p de variabila aleatoare u_j. Domeniul (D_1), definit de relaţia (4), se poate denumi domeniul impulsurilor fără conturnări. El cuprinde un număr infinit de valori banale ale variabilei aleatoare u_j pentru care, oricîte impulsuri s-ar aplica izolatorului, nu apare nici o conturnare. Domeniul (D_2), definit de relaţia (3), se poate denumi domeniul impulsurilor cu conturnări certe. El conţine un număr infinit de valori banale ale variabilei aleatoare u_j, pentru care orice impuls de tensiune conturnează.

2. Curba sigmoidă.

2.1. Curba de probabilitate S. Dacă se aplică un singur impuls izolatorului la diverse trepte de tensiune cuprinse în zona (D_i), definită de relaţia (1') în figura 1, probabilitatea de conturnare p (u) a acestuia cuprinsă între 0 şi 1

este reprezentată în figura 2 [5], unde $\overline{u}\,(U_1)$ este tensiunea care corespunde probabilităţii $p\,(u) = 0{,}5$.

Evident că la un singur impuls, în mod practic, nu putem avea decît două situaţii: fie conturnare, deci probabilitate $p(u) = 1$, fie

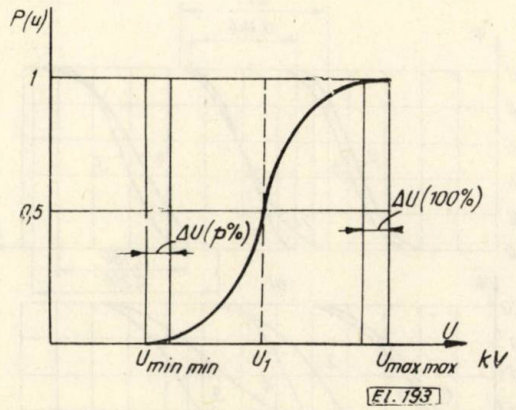


Fig. 2. Curbe în S la încercările la impuls de tensiune

nonconturnare, deci probabilitate $p\,(u) = 0$. Pentru determinarea curbei de probabilitate S, este necesară aplicarea unui număr mai mare de impulsuri N_j la fiecare treaptă de tensiune u_j, $u_{\min} \leqslant u_j \leqslant u_{\max}$, la care rezultă n_j conturnări. În acest caz probabilitatea $p\,(u)$ este definită de relaţia

$$p_j(u) = \frac{n_j}{N_j}. \tag{6}$$

2.2. Curba S a frecvenţelor de conturnare cumulate. Experienţa încercărilor la impuls de tensiune arată că repartiţia frecvenţei conturnărilor cumulate este în general normală, gaussiană, fiind definită de relaţia:

$$\mathfrak{A}\,(u) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}\int_0^u \exp\left[-\frac{(u-\overline{u})^2}{2\,\sigma^2}\right] \mathrm{d}u, \tag{7}$$

unde:

$\overline{u}$ este tensiunea critică de conturnare 50%, (tensiune medie);

σ — abaterea standard.

Cei doi parametri statistici sînt definiţi de relaţiile

$$\overline{u} = \frac{1}{N}\sum_{j=1}^{N} u_j, \tag{8}$$

$$\sigma = \frac{\sqrt{\sum_{j=1}^{N}(u-\overline{u})^2}}{N-1}. \tag{9}$$

Din analiza curbelor S, se observă că panta curbei de probabilitate $p(u) = f(u_j)$ are o variaţie rapidă în zona mijlocie şi o variaţie foarte lentă în apropierea valorilor extreme. Aceasta ar putea conduce la adoptarea unui criteriu, tg α pentru determinarea tensiunii critice de conturnare. O consecinţă a acestui mod de variaţie este aceea că tensiunile de ţinere şi de conturnare 100% sînt cuprinse în cîte o bandă situată între domeniile (D_1) şi (D_i) respectiv (D_i) şi (D_2). Lăţimea acestor benzi este funcţie de severitatea probelor cerute de diversele norme. Cu cît numărul de impulsuri aplicat la treptele de tensiune din aceste benzi este mai mare cu atît această bandă se îngustează punctele $u_{\min}$ sau $u_{\max}$ determinîndu-se cu o precizie foarte mare. Lăţimea acestei benzi constituie intervalul de confidenţă al tensiunilor de ţinere şi de conturnare 100%.

3. Factorii determinanţi ai formei curbelor S

Aceste curbe depind de următorii factori: forma şi polaritatea undei de impuls, starea suprafeţei izolatorului, starea mediului înconjurător şi lungimea lanţului de izolatoare.

3.1. Forma undei de impuls se manifestă în sensul creşterii diferenţei $u_{\max} - u_{\min}$ o dată cu aplatizarea undei. În figura 3 se arată zonele în care se situează curbele S pentru un izolator de aparataj în stare uscată, avînd înălţimea de 3600 mm, la aplicarea unor unde de + 1,2/50 μs şi de + 250/3250 μs [25], [26]. Se observă în primul rînd că la un izolator dat valoarea tensiunii la care apar conturnările este cu atît mai mică cu cît undele au un front şi o semiamplitudine de durate mai mari. Astfel la izolatorul de aparataj menţionat pentru unda de + 250/3250 μs tensiunea de conturnare apare la $u \geqslant 1260$ kV, iar pentru unda de +1,5/50 μs la $u \geqslant 2000$ kV. De asemenea, mai remarcăm că pentru acelaşi interval al probabilităţii 0,15% — 84%, intervalul de variaţie al variabilei aleatoare u variază în raportul $\frac{92\text{ kV}}{176\text{ kV}} = 0{,}522$, în timp ce unda de tensiune de impuls îşi schimbă frontul şi spatele în raportul $\frac{1{,}5\ \mu s}{250\ \mu s} = 0{,}06$ respectiv $\frac{50\ \mu s}{3250\ \mu s} = 0{,}0154$. Rezultă deci că cu cît unda este mai lungă cu atît doemniul (D_i) este mai extins şi tensiunea la care apar conturnările este mai mică.

Figura 3 sugerează oportunitatea unor cercetări privind alura curbei S pentru o gamă largă

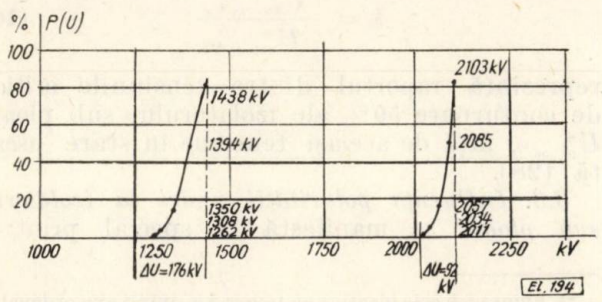


Fig. 3. Influenţa formei undelor asupra formei curbelor în S.

de unde lungi, variindu-se în primul rînd viteza de creştere a acesteia, deci frontul şi durata reducerii undei de semiamplitudine, precum şi ambele simultan.

În figura 4 se arată, după lucrarea [27], influenţa lungimii frontului de undă asupra

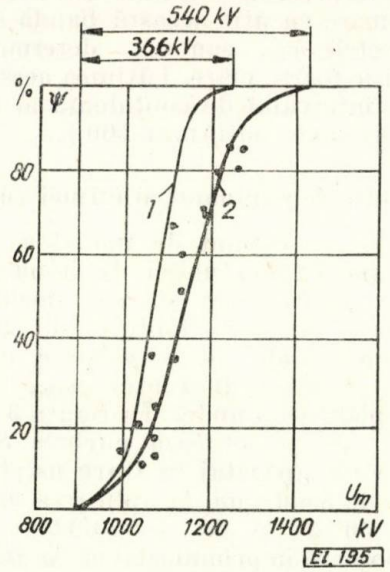


Fig. 4. Influenţa lungimii frontului undei asupra formei curbei S, a unui interval tijă-placă, lung de 3 m.

împrăştierii curbei S în cazul unui interval tijă — placă de 3 m. Se observă că în cazul $t_f = 2000$ μs, $\Delta u = u_{max} - u_{min} = 366$ kV, (curba *1*), iar pentru $t_f = 4500$ μs $\Delta u = 540$ kV, (curba *2*). Rezultă că la o creştere a frontului undei în raportul 2,25, lăţimea curbei S se măreşte în raportul 1,475.

3.2. Influenţa ploii asupra alurei curbei S se manifestă de asemenea prin mărirea intervalului Δu. Astfel pentru un lanţ de izolatoare $7 \times \pi$ M 4,5 raportul dintre $\Delta u = u_{max} - u_{min}$ pentru izolatorul sub ploaie şi izolatorul în stare uscată este de $\frac{0{,}2\ k}{0.144\ k} = 1{,}39$ la polaritatea pozitivă — curbele *2* şi *1* din figura 5 a* şi $\frac{0{,}256\ k}{0{,}188\ k} = 1{,}37$ la polaritatea negativă — curbele *4* şi *3* din figura 5 a —. Coeficientul k definit de relaţia

$$k = \frac{U^{+}_{p_1,\ 50\ \%}}{U^{+}_{us,\ 50\ \%}} \qquad (10)$$

reprezintă raportul dintre tensiunile critice de conturnare 50% ale izolatorului sub ploaie $U^{+}_{pl\ 50\ \%}$ faţă de aceiaşi tensiune în stare uscată [28].

3.3. Influenţa polarităţii undei la izolatorul sub ploaie se manifestă în special printr-o distorsionare mai accentuată a curbei S la polaritatea negativă faţă de polaritatea pozitivă, (fig. 5). Se observă că, în timp ce la polaritatea pozitivă cele două curbe *1* şi *2* se întretaie la tensiunea critică de conturnare $u_{50\%}$, la polaritatea negativă punctul de întretăiere

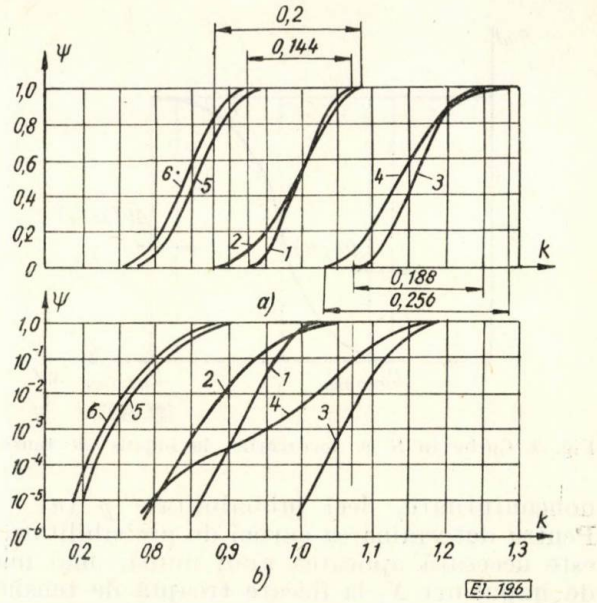


Fig. 5. Influenţa ploii şi a polarităţii undei asupra formei curbei S pentru un lanţ de izolatoare $1 \times M$.

este situat la $U_{83\%}$. Este interesant de subliniat faptul că raportul dintre înălţimile curbei S a izolatorului sub ploaie şi a celei în stare uscată sînt aproximativ aceleaşi pentru ambele polarităţi.

3.4. Contaminarea nu are nici un efect asupra formei curbei S. În figura 6, se arată, după lucrarea [29], dependenţa probabilităţii de conturnare a lanţului de izolatoare de valoarea tensiunii aplicate pentru lanţul de două (1,3), patru (2,4) şi şase (5) izolatoare de tip π — 4,5, la gradul de contaminare 1 mg/cm² (1,2) şi 3 mg/cm² (3, 4, 5). Se observă că pentru

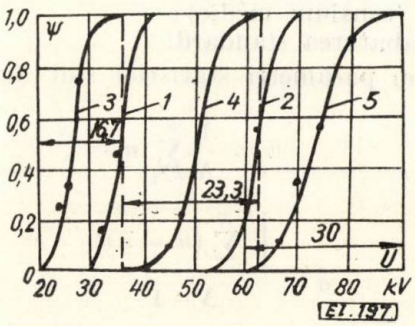


Fig. 6. Influenţa contaminării asupra formei curbei S.

acelaşi izolator curbele (1,3) şi (2,4) sînt practic paralele adică lăţimea curbei S este aceeaşi. Acest fapt arată că depunerile pe suprafaţa izolatorului nu influenţează procesele fizice ce au loc la aplicarea tensiunilor de impuls.

*) Figura 5 b este identică cu figura 5 a, avînd axa ordonatelor la scară logaritmică, pentru claritate la valori mici.

Tabela 1

Nr. elemente în lanţ	2	4	6	Obs
Δu KV	16,7	23,3	30	Lanţ izolatoare II – 4,5

3.5. Influenţa lungimii izolatorului se manifestă prin creşterea intervalului $\Delta U = u_{max} - u_{min}$, după cum se vede din figura 6, curbele 3, 4, 5 şi din figura 7, $\Delta u = f(n)$, (n = numă-

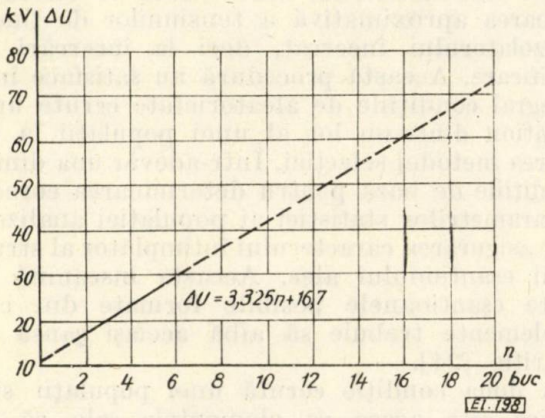


Fig. 7. Influenţa numărului de elemente în lanţ asupra formei curbei S.

rul de elemente din lanţul de izolatoare) şi din tabela 1.

Rezultatul obţinut din analiza figurilor 6 şi 7 arată că variaţia intervalului Δu al curbei S la un lanţ de izolatoare faţă de numărul n al izolatoarelor este liniară. În cazul lanţului de izolatoare II – 4,5 această dependenţă este dată de ecuaţia

$$\Delta u = 3{,}325\, n + 16{,}7 \text{ kV}. \qquad (11)$$

Întrucît la liniile de 110 kV se folosesc lanţurile de izolatoare cu 6 – 7 elemente [12], iar la cele de 220 kV cu 13 – 14 elemente, rezultă că domeniul de conturnări parţiale al acestor izolatoare este de circa $\frac{32}{640} = 5\ \%$ din tensiunea de conturnare 50%.

4. Asemănări statistice ale impulsurilor de tensiune

Încercările la impuls de tensiune au ca scop determinarea caracteristicilor dielectrice ale izolatoarelor, exprimate ca tensiune de ţinere şi de conturnare 100%. Ele se pot obţine şi direct prin încercări succesive, dar este mai recomandabilă determinarea lor din tensiunea critică de conturnare 50% din considerente probabilistice.

În acest sens, din colectivitatea ipotetică a impulsurilor de tensiune corespunzătoare domeniului de conturnări parţiale (D_i) se selectează un lot de N unităţi statistice repartizate în mai multe eşantioane j – trepte de tensiune – de cîte N_j unităţi statistice, – tensiunile corespunzătoare impulsurilor aplicate din care n_j produc conturnări. Cu cît numărul unităţilor N_j ale unei probe este mai mare cu atît distribuţia frecvenţelor conturnării se apropie de o distribuţie normală. De aceea una dintre problemele importante ce constituie obiect de cercetare la stabilirea parametrilor statistici ai populaţiei de bază a tensiunilor de impuls o constituie fixarea numărului de impulsuri N şi $N_j = n$, considerînd egal volumul tuturor eşantioanelor j [4], [6], [7], [13]. Din acest punct de vedere colectivitatea ipotetică a impulsurilor de tensiune se poate compara cu o urnă ce conţine un mare număr de bile negre din care se fac j extrageri a cîte n bile însumînd un lot de $N = jn$ bile dintre care au ieşit $\sum_{j=1}^{j} n_j$ bile negre. Menţionăm că de fiecare dată proba extrasă se reintroduce în urnă.

Este necesar a se sublinia faptul că „urna" impulsurilor de tensiune conţine o parte din unităţile statistice cu un grad de probabilitate mai ridicat pentru conturnări şi anume tensiunile situate la dreapta tensiunii critice de conturnare 50% şi o altă parte aceea din stînga tensiunii critice de 50% cu o posibilitate mai redusă pentru conturnări spre deosebire de urna de bile la care probabilitatea extragerii bilelor negre este aceeaşi la toate tragerile. Rezultă de aici că, în cazul colectivităţii tensiunilor de impuls, condiţia de aleatorietate faţă de conturnare nu este aceeaşi în întregul domeniu (D_i).

O a doua problemă care necesită cercetări speciale o constituie numărul de probe aleatorii ce urmează a se efectua. Continuînd comparaţia cu urna de bile albe şi negre relevăm faptul că la aceasta numărul probelor este o varietate discretă ce se suprapune cu şirul numerelor naturale $N = 1,2,\ldots, N$. Colectivitatea tensiunilor de impuls constituie însă o varietate continuă. Frecvenţa bilelor negre în cazul urnei depinde deci de volumul lotului N şi de al fiecărui eşantion n. Frecvenţa conturnărilor la „urne de tensiuni de impuls" depinde în schimb şi de poziţia probei j deci de N_j. Rezultă deci că în cazul colectivităţii tensiunilor de impuls se pot aduce unele obiecţiuni asupra caracterului de condiţie aleatoare de şansă egală, problema necesitînd a fi studiată separat.

5. Ipotezele statistice ale procesului de conturnare a izolatorului

5.1. Distribuţia gaussiană. Conturnarea izolatoarelor este reprezentată în special de repartiţia de frecvenţă normală a lui Gauss-Laplace [1], [3], [5], exprimată de relaţia

$$p(u) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{u-\bar{u}}{\sigma}\right)^2\right], \qquad (12)$$

unde $\bar{u}$ este valoarea medie a tensiunii de obicei tensiunea critică de conturnare 50% iar σ — abaterea standard.

5.2. Distribuţia binomială. Am arătat mai sus analogia dintre populaţia tensiunilor şi o urnă cu bile albe şi negre. În acest caz distribuţia frecvenţelor conturnării este exprimată matematic de o distribuţie binomială [32], prin relaţia

$$W_k = \binom{n}{k} p^k (1-p)^{n-k}, \qquad (13)$$

unde W_k este probabilitatea pentru apariţia a k conturnări la n impulsuri aplicate, p find probabilitatea de bază, obţinută prin aplicarea unui număr infinit de impulsuri ($n \to \infty$) de egală tensiune. Se menţionează în [32], după lucrarea [26], că pentru $np > 4$, distribuţia binomială devine normală cu un factor de corecţie neimportant.

5.3. Distribuţii pentru zonele extreme ale curbei S. În literatura de specialitate se menţionează că pentru valorile extreme este mai indicată funcţia de distribuţie statistică a lui Weibull [33], [34], [35], exprimată de o relaţie de forma :

$$P_n = 1 - \exp[-n\varphi(u)]. \qquad (14)$$

Funcţia $\varphi(u)$ trebuie să fie necesar pozitivă, nedescrescătoare, nulă pentru valoarea u_u, care nu este cu necesitate zero. Pentru $\varphi(u) = \frac{(u-u_u)^m}{u_0}$, relaţia (14) devine :

$$F(u) = 1 - \exp\left[-\frac{(u-u_u)^m}{u_0}\right]. \qquad (15)$$

Funcţia de distribuţie a lui Weibull este potrivită pentru studierea probabilităţii de cedare a unui material solicitat reprezentată cu o schemă de tipul „punctul cel mai slab".

Un alt şir de funcţii potrivite analizei statistice a valorilor extreme sînt indicate în tabela 2 după lucrarea [35].

Caracteristicile acestor funcţii de distribuţie privind conturnarea dielectricilor este discutată detaliat în lucrarea [35]. În aceeaşi lucrare se arată şi folosirea metodei lui χ^2 pentru adaptarea datelor experimentale la o ipoteză statistică.

6. Asupra caracterului aleatoriu al tensiunilor caracteristice ale curbei *S*

Procedura de determinare a acestor tensiuni este în general aceiaşi, în toate normele naţionale, diferind doar valorile atribuite numărului de impulsuri ale eşantioanelor de indice 1 (n_1) şi de indice 2(n_2). Această metodă este în general recomandabilă, atunci cînd se cunoaşte valoarea aproximativă a tensiunilor de ţinere a izolatorului încercat, deci la încercări de verificare. Această procedură nu satisface însă integral condiţiile de aleatorietate cerute unui eşantion dintr-un lot al unei populaţii la folosirea metodei selecţiei. Într-adevăr una dintre condiţiile de bază pentru determinarea corectă a parametrilor statistici ai populaţiei analizate este asigurarea caracterului întîmplător al structurii eşantionului ales. Aceasta înseamnă că toate eşantioanele posibile formate din cîte n elemente trebuie să aibă aceiaşi şansă de apariţie [24].

A doua condiţie cerută unei populaţii statistice este aceea ca elementele sale să fie independente între ele. În cazul nostru trebuie ca tensiunile aplicate izolatorului sub formă de impulsuri să aibă condiţii de aplicare identice, neinfluenţate una de alta.

6.1. Analiza condiţiei de şansă egală de apariţie a eşantionului n_1. În legătură cu prima condiţie menţionăm că se poate face următoarea obiecţiune, şi anume : :

— caracterul întîmplător al eşantionului de 3, 5 sau 10 impulsuri fără conturnare este neîndeplinit, datorită faptului că în anumite momente condiţiile înconjurătoare pot fi mai favorabile sau mai puţin favorabile conturnării. Din această cauză la aceiaşi tensiune U_l, se pot obţine uneori nonconturnările cerute de norme, iar alteori nu.

La încercări efectuate în acest scop cu izolatoare suport pentru staţii de 6, 10, 20 şi 35 kV s-a obţinut repartiţia conturnărilor

Tabela 2.

Distribuţiile valorilor extreme

Tipul	Funcţia originală	Funcţia de frecvenţă		Funcţia de distribuţie
		Valori maxime	Valori minime	
I	$Q_1(x)=1-e^{-x}$	$e_1(x)=e^{-x-e^{-x}}$	$1-e^{-x-e^{-x}}$	$E_1(x)=e^{-e^{-x}}$
II	$Q_2(x)=1-(-x)^k$	$e_2(x)=k(-x)^{k-1}\cdot e^{-(-x)k}$	$k(x)^{k-1}{}_e{}^{-x^k}$	$E_2(x)=e^{-(x)k}$
III	$Q_3(x)=1-\frac{1}{x^k}$	$e_3(x)=\frac{k}{x^{k+1}}\cdot e^{-x-k}$	—	$E_3(x)=e^{-x-k}$
	$k>1$	$k>1$		

Repartiţia conturnărilor şi neconturnărilor la izolatoare suport de 6, 10, 20 şi 35 kV *Tabela 3*

Nr. ordine impuls / Nr. izolator		1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27 28 29 30 31 32 33 34 35 36 37 38 39 40 41 42 43 44 45 46 47 48 49 50	$p = \frac{n_j}{N_j}$	Observaţii
		51 52 53 54 55 56 57 58 59 60 61 62 63 64 65 66 67 68 69 70 71 72 73 74 75 76 77 78 79		
S A 6 2	a	× × ● × × ● ● × × ● × ● × × ● × × ● × × × × ● ● × × × × ● × ● ● × × ● ● ● ● ● × × × × ● × × ● × ●	$\frac{42}{79} = 0{,}532$	● nonconturnare
		× ● ● ● ● ● × × × × × ● × × × ● ● ● ● × × ● ● ●		
S A 6 3	a	● × × ● ● ● × × × ● ● × × × ● ● ● ● × × ● ● × × ● × × ● × ● ● ● × ● × × ● × ● ● ● ● × ●	$\frac{25}{62} = 0{,}403$	× conturnare
		● ● ● × × ● ● ● × ● ● ●		
	b	● ● ● ● ● ● ● × × × × × ● ● × × × × × × × ● ● × × × ● × × ● ● ● ● ● × ●	$21/42 = 0{,}5$	
	c	● × ● × × ● × × ● ● × × ● ● ● ● × × ● × × ● × × ● ● × × ● ● × × ● × ● ● × ● ● ● ● × × ● × ● ×	$21/50 = 0{,}42$	$a: x = 52$ mm
S B 10 18	(+) a	● ● ● ● ● ● ● ● ● ● ● ● ● ● ● × ● × ● ● ● ●	$2/22 = 0{,}091$	
	(+) b	● ● ● ● ● ● ● × × ● ● ● ● × ● ● ● × ● ● × ● ×	$6/25 = 0{,}24$	$b: x = 51$ mm
	+	● × ● ● × ● ● × ● ● ● ● × ● ● ● ● ● ● ● ● × ● ● ● ●	$5/29 = 0{,}173$	
S B 10 17	(−) a	● ● ● ● ● ● × ● × ● ● ● ● ● ● ● ● × × ● × ● ● ● × × × ● ● ● ● ● × ×	$10/35 = 0{,}286$	$c: x = 52{,}8$ mm
	(−) b	● × ● ● × × ● ● ● ● ● ● × ● ● ● ● ● ×	$5/21 = 0{,}239$	
S A 10 13	+	● ● ● ● ● ● ● × × ● ● ● ● ● ● ● ● ● ● ● ● ● ● × ● ● ●	$3/30 = 0{,}1$	
	(−) a	● ● ● ● ● × × × × ● ● ● ● × ● ● ● ● × × ● ●	$7/23 = 0{,}304$	x = distanţa dintre sfere
	(−) b	● ● ● × × × ● × ● ● ● × ● ● ● ● × ● ● ● × ● × ● × ● × ● ● × ● × × ● ● ×	$15/38 = 0{,}395$	
S A 10 15	a	● ● ● ● ● × ● × ● ● ● × ● × ● × × ●	$6/18 = 0{,}333$	Ø sferă = 25 cm
	b	● ● ● ● ● ● ● ● ● × × × ● × × ● ● ● ● ● ● ● ● ● ● ● ● ●	$5/32 = 0{,}156$	
	c	● ● × ● ● × ● ● ● ● ● ● × ● ×	$4/20 = 0{,}2$	
S B 20 1	+	● ● ● ● ● ● ● ● ● ● ● ● ● ● ● ● × ● ● ● ● ● ● ×	$2/25 = 0{,}08$	
	−	× × × ● × × ● ● × × ● ● ●	$7/14 = 0{,}5$	
S B 20 2	+	● ● ● ● ● ● ● ● ● × ● ● ● ● × ● × ● × ●	$4/20 = 0{,}2$	
	−	● ● ● ● ● × ● ● ×	$2/9 = 0{,}222$	
S B 20 3	+	× × ● ● ● ● ● × ● ● × ● ● × × ● ● × ● ● ×	$9/22 = 0{,}408$	
	−	● ● ● × ● × ● ● ● × × ● × × × × × × ● ● ●	$10/21 = 0{,}476$	
S B 20 4	+	● ● ● ● ● × × ● ● × ● ● ● × ● ●	$4/17 = 0{,}235$	
	−	× ● ● ● × ● ● × × ● ● ● ×	$6/15 = 0{,}4$	
S B 20 5	(+) a	× ● ● ● × ● ● ● × × ● ● ● ● × × ● ● ● ● × ● × ● × ● ● ● × ●	$10/32 = 0{,}314$	
	(+) b	● ● ● ● ● ● ● ● × × × × × ● × ● ● ● ● ● ● ● × ● ● ● × × ● ● ● ● × ● ● × ● ●	$11/38 = 0{,}29$	
S A 35 1	+	● × ● ● ● ● ● ● × ● × ● ● ● ● × ● × ● × × × ● ●	$8/25 = 0{,}32$	
	−	× ● × ● × × × ● × ● ● ● ● ● × × ● ● ●	$8/20 = 0{,}4$	
S A 35 2	+	● × ● × × × × ● × × × × ● ● ● × ● × × ● ● ×	$13/23 = 0{,}565$	
	−	● ● ● ● ● ● ● ● × ● ● ● ● ● ● ● ● × ● ● ● × ● ● ● ● × ●	$4/30 = 0{,}133$	

și nonconturnărilor indicată în tabela 4. Încercările izolatoarelor de 6 și 10 kV s-au efectuat cu instalația de impuls a Institutului de energetică, cele ale izolatoarelor de 20 kV și 35 kV la instalația de impuls a Uzinelor Electroputere Craiova, în anul 1961 [13]. În [6] se arată succesiunea conturnărilor și nonconturnărilor la aplicarea a cîte 100 de impulsuri la două izolatoare CNA 527 și CNA 528 în două reprize, succesive, de la tensiunea de conturnare 0% pînă la tensiunea de conturnare 100%. Încercările s-au efectuat în laboratorul de înaltă tensiune al Institutului electrotehnic național G. Ferraris din Torino în anul 1957.

Din analiza succesiunii conturnărilor și nonconturnărilor din tabela 3 se pot extrage grupe de cîte 3 nonconturnări sau 3 conturnări cerute de normele americane pentru stabilirea tensiunii de ținere (0% conturnări) și tensiunea de 100% conturnări, precum și grupe de cîte 5 nonconturnări sau 5 conturnări succesive cerute de normele românești, germane, britanice și CEI pentru stabilirea celor două tensiuni menționate. În tabela 4 este arătat numărul acestor grupe pentru izolatoarele analizate în tabela 3, iar în tabela 5, pentru cele cuprinse în lucrarea [6].

Din rezultatele cuprinse în tabela 4 se observă că există probabilitatea ca pentru izolatorul

Tabela 4

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
SA6 2	a	79	42	53	12	10	5	2	13,5	13	6,67	2,67
SA6 3	a	62	25	40,3	11	2	1	0	18,5	3,33	1,72	0
	b	42	21	50	8	9	4	3	20	22,5	10,8	7,9
	c	51	21	42	7	0	1	0	14,6	0	2,17	0
SB10 18	(+)a	22	2	9,1	15	0	11	0	75	0	61,2	0
	(+)b	25	6	24	10	0	5	0	43,6	0	23,8	0
SB10 17	+	29	5	17,3	13	0	7	0	48,2	0	20	0
	(−)a	35	10	28,6	15	1	8	0	45,5	3,04	25,8	0
	(−)b	21	5	23,9	9	0	5	0	47,3	0	29,4	0
SA10 13	+	30	3	10	21	0	16	0	75	0	61,6	0
	(−)a	23	7	30,4	8	2	2	0	38	9,5	10,5	0
	(−)b	38	15	39,5	7	1	1	0	19,5	2,78	2,94	0
SA10 15	a	18	6	33,3	4	0	1	0	25	0	7,13	0
	b	32	5	15,6	21	1	17	0	70	3,33	60,7	0
	c	20	4	20	7	0	4	0	39	0	25	0
SB20 1	+	25	2	8	19	1	15	0	72,5	0	71,5	0
	−	14	7	50	2	0	0	0	16,7	8,36	0	0
SB20 2	+	20	4	20	9	0	5	0	50	0	31,5	0
	−	9	2	22,2	3	0	1	0	42,8	0	20	0
SB20 3	+	22	9	40,8	3	0	1	0	15	0	5,56	0
	−	21	10	47,6	3	4	0	2	15,8	21	0	11,8
SB20 4	+	17	4	23,5	5	0	1	0	33,3	0	7,7	0
	−	15	6	40	2	0	0	0	15,4	0	0	0
SB20 5	(+)a	32	10	31,4	9	0	2	0	30	0	7,13	0
	(+)b	38	11	29	14	3	7	0	39	8,33	20,6	0
SA35 1	+	23	8	32	7	1	3	0	30,4	43,6	14,3	0
	−	20	8	40	5	1	2	0	27,8	5,57	12,5	0
SA35 2	+	25	13	56,5	2	4	0	0	5,53	19,06	0	0
	−	30	4	13,3	17	0	10	0	10,7	0	38,5	0

Observații,

1 — tip și număr izolator; (+) — polaritatea pozitivă; (−) — polaritate negativă; a, b, c, — ordinea încercării; 2 — polaritatea și ordinea încercării; *3* — total impulsuri aplicate, *n*; *4* — total conturnări X; *5* — probabilitatea de conturnare, $p(U)\%$; *6* — grupe de 3 nonconturnări succesive; 7 — grupe de 3 conturnări succesive; 8 — grupe de 5 nonconturnări succesive; 9 — grupe de 5 conturnări succesive; 10 — $p(0\%)$ la 3 nonconturnări succesive; 11 - $p(100\%)$ la 3 conturnări succesive; 12 — $p(0\%)$ la 5 nonconturnări succesive; 13 — $p(100\%)$ la 5 conturnări succesive.

SA6/2 încercat în laboratorul IE, cu tensiunea de conturnare 53 % să se găsească un număr de 12 grupe de 3 nonconturnări succesive din 79 de impulsuri aplicate, deci cu o probabilitate de 15,5 % și 10 grupe de 3 conturnări succesive cu o probabilitate de 13 %, față de cele 77 grupe de 3 impulsuri succesive posibile. Cu alte cuvinte cu o aceiași tensiune aplicată izolatorului putem obține la un eșantion de 3 impulsuri tensiuni caracteristice începînd de la 0 % pînă la 100 %. La fel pentru un eșantion de 5 impulsuri se pot obține 5 grupe de cîte 4 nonconturnări succesive din 75 grupe posibile cu probabilitatea de 6,67 % și 2 grupe de cîte 5 conturnări succesive cu probabilitatea de 2,67 %.

Rezultate asemănătoare s-au obținut și pentru izolatoarele de 20 și 35 kV (tabela 4), încercate în laboratorul Electroputere, precum și la izolatoarele încercate în laboratorul din Torino (tabela 5). Menționăm că probabilitatea (p %) la trei sau cinci nonconturnări succesive cuprinse în aceste tabele s-a calculat ca raport al numărului de grupe de 3 (5) nonconturnări succesive și numărul total de grupe de 3 sau 5 impulsuri succesive distincte ce pot rezulta din N impulsuri aplicate, calculat cu relațiile

$$\text{număr grupe distincte} = N - n + 1 \qquad (16)$$

unde

$n = 3$ sau 5, $Y = 14 \div 100$.

Diagramele din figurile 8a, b, c, reprezintă curbele de probabilitate a apariției grupelor de 3 nonconturnări succesive (curbele 1) și 5 nonconturnări succesive (curbele 2) pentru laboratoarele *IE* (fig. 8a) Electroputere (fig. 8b) și C. Ferraris din Torino (fig. 8c) pentru tensiunile de conturnare cu probabilitatea $0\% < p < 100\%$.

Se observă că cele 6 curbe obținute din prelucrarea rezultatelor încercărilor în cele trei laboratoare diferite au aceiași alură. La încercările la care $n = 100$, (fig. 8c) punctele sînt mult mai apropiate, față de cele obținute la celelalte două laboratoare cu numărul total de impulsuri n, mai mic la o tensiune dată.

Această împrăștiere s-ar putea datora însă și condițiilor locale ale laboratorului și anume: starea prizei de pămînt, a ecranărilor, gradul de ionizare al atmosferei în funcție de poziția geografică și anotimp, etc. În acest caz ele ar fi caracteristice fiecărui laborator, putînd fi denumite curbele caracteristice ale laboratorului de încercări respectiv. De aceea s-ar impune a se cunoaște curba caracteristică a fiecărui laborator în diverse anotimpuri și pe baza

Tabela 5

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	Observații
	1	100	0	0	98	0	96	0	100	100	1 — izolator
	2	100	1	1	95	9	91	0	97	94,7	1_1 — CNA 528
	3	100	5	5	81	0	71	0	82,5	74	(prima probă)
1_1	4	100	24	24	39	1	22	0	39,7	22,9	1_2 — CNA 528
	5	100	44	44	21	10	8	1	21,4	8,34	(a doua probă)
	6	100	59	59	7	22	1	8	7,15	1,04	1_3 — CNA 527 (1—a probă)
	7	100	89	89	0	71	0	56	0	0	1_4 — CNA 527
	8	100	97	97	0	89	0	82	0	0	(2—a probă)
	1	100	0	0	98	0	96	0	100	100	2 — Nr. de ordine al treptei de tensiune.
	2	100	11	11	70	0	54	0	71,5	56,2	
	3	100	16	16	52	1	35	0	53	36,4	3 — Total impulsuri aplicate
1_2	4	100	17	17	56	1	36	0	57	37,4	
	5	100	54	54	5	13	0	4	5,1	0	4 — Total conturn.
	6	100	66	66	2	26	0	11	2,04	0	5 — $p\,(x)$ %
	7	100	90	90	0	70	0	56	0	0	6 — Grupe de 3 nonconturnări
	8	100	98	98	0	92	0	86	0	0	succesive.
	1	100	1	1	97	0	95	0	99	99	7 — Grupe de 3 conturnări
	2	100	4	4	87	0	77	0	88,6	80	succesive
1_3	3	100	57	57	6	15	0	1	6,12	0	8 — Grupe de 5 nonconturnări
	4	100	79	79	2	48	0	31	2,04	0	succesive
	5	100	94	94	0	81	0	75	0	0	
	1	100	0	0	98	0	96	0	100	100	9 — Grupe de 5 conturnări
	2	100	1	1	95	0	91	0	97	95	succesive
	3	100	4	4	88	0	80	0	89,6	83,3	10 — p (0 %) 3 nonconturnări
1_4	4	100	17	17	54	1	34	0	55	35,4	succesive
	5	100	51	51	18	14	6	1	18,3	6,25	
	6	100	97	97	0	86	0	78	0	0	11 — p (0 %) 5 nonconturnări
	7	100	98	98	0	94	0	90	0	0	succesive
	8	100	100	100	0	98	0	96	0	0	

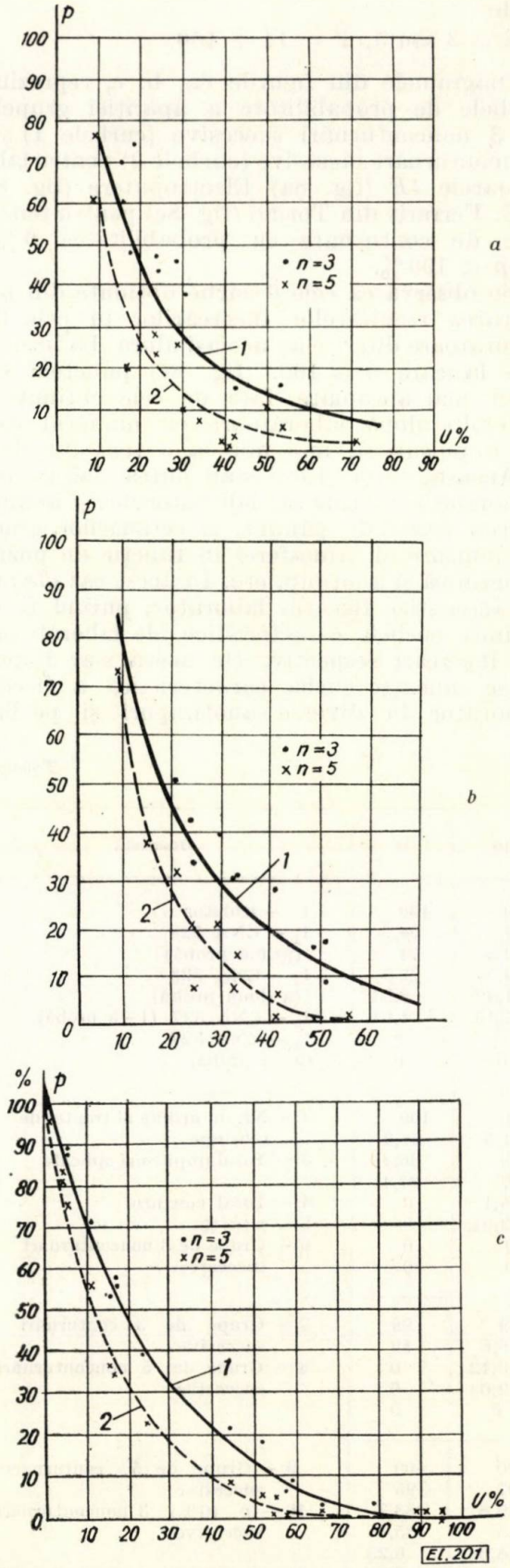


Fig. 8. Curbele caracteristice $p=f\ (U\%)$ pentru un laborator dat
a) Laboratorul IE; b) Laboratorul Electroputere; c) Laboratorul G. Ferraris din Torino.

acesteia să se recalculeze rezultatele obţinute la încercări prin reducerea la un laborator standard. În acest mod s-ar putea micşora împrăştierile mari ce se observă la încercarea aceleiaşi structuri în laboratoare diferite [36]. La acestea ar putea servi curbele $p = f(u\ \%)$, pentru un anumit obiect de încercare etalon. O împrăştiere redusă a punctelor $M(u\%, p)$ arată condiţii de funcţionare bune pentru laboratorul respectiv şi număr optim de impulsuri în eşantion, spre deosebire de curbele cu împrăştiere mare, ca cele din figurile 8a şi 8b. Această problemă urmează însă a fi studiată.

Rezultă că problema referitoare la caracterul întîmplător al celor trei sau cinci impulsuri cu care se acceptă sau se refuză un tip de izolatoare mai trebuie reanalizată. S-ar impune deci căutarea unor procedee specifice metodei selective din statistica matematică cu care să se ridice gradul de întîmplare al eşantionului ales.

7. Concluzii

a. Problema definirii tensiunii de ţinere a unui element izolant şi a certitudinii statistice cu care sînt determinate tensiunea de conturnare 50% şi abaterea sa tip sînt de mare actualitate pentru coordonarea izolaţiei în condiţiile supratensiunilor de comutaţie.

b. Tensiunile de impuls aplicate izolatorului, constituie o populaţie statistică ipotetică. Ele sînt de fapt şi variabile aleatoare de care depinde frecvenţa conturnărilor şi nonconturnărilor eşantioanelor alese din această populaţie posibilă.

c. Curba de probabilitate S a frecvenţelor cumulate în funcţie de tensiune are lăţimea mai mare, cînd unda este mai lungă sau cînd izolatorul este sub ploaie. Polaritatea negativă distorsionează mult curba S, contaminarea nu are nici o influenţă, în schimb lăţimea curbei creşte direct proporţional cu lungimea lanţului de izolatoare.

d. Populaţia impulsurilor de tensiune aplicată unui izolator se poate asemăna cu o urnă cu bile albe în număr egal cu nonconturnările lotului ales şi cu bile negre în număr egal cu conturnările acestuia, atunci cînd urmărim frecvenţa conturnărilor ce au loc pe izolator.

e. Distribuţiile care reprezintă corect procesul conturnărilor la impuls de tensiune în cazul absenţei unor influenţe sistematice sînt : a) distribuţia normală gaussiană cînd se tratează curba S a frecvenţelor cumulate şi b) distribuţia binomială, cînd se urmăreşte probabilitatea conturnărilor şi nonconturnărilor. Pentru zonele extreme, la probabilităţi a tensiunii de conturnare mai mici ca 0,13% sau mai mari de 99,87% sînt implicate distribuţii de tip exponenţial de tipul Freudenthal-Gumbel, Weibull.

f. Condiţia de şansă egală pentru toate eşantioanele de trei sau cinci impulsuri succesive nu este îndeplinită în cadrul analizei unor

loturi de impulsuri aplicate la izolatoare în trei laboratoare diferite.

g. Curbele de probabilitate a apariţiei unei anumite tensiuni de conturnare parţială $p = f(U\%)$ ale celor trei laboratoare analizate sînt diferite. Se impune în consecinţă cercetarea condiţiei de reducere a curbelor caracteristice ale diverselor laboratoare la o curbă etalon pentru a se aprecia în mod unitar rezultatele obţinute la încercarea unui aceluiaşi obiect, eliminîndu-se astfel nepotrivirile supărătoare observate în prezent.

Bibliografie

[1] *Linder, A.* Anwendung statistischer Methoden in der Elektrotechnik. In: Bul. A.S.E., **43**, nr. 17, 1952, 681–687.

[2] *Krondl, M.* Schätzung der Haltespannung und ihrer Vertrauensgrenzen aus Messreihen von Durchschlagsspannungen. In: Bul. A.S-E., **44**, nr. 24, 1953, p. 1017–1026.

[3] *Wolhfahrt, O.* Statistik als Instrument des Hochspannungs-Isolations-technikers. În: Elektrotechn. und Maschinenbau, **74**, nr. 10, p. 223–228, şi nr. 12, p. 267–272, 1957.

[4] *Lewis, T. J.* The Statistical Basis of Impulse Testing. În: Proc. IEE Monograph nr. 249 M, vol. **105**, part. C, nr. 7, 1958, p. 27–34.

[5] *Hancox, R.* The Interpretation of the Results of Impulse Breakdown Tests. În: Proc. IEE Monograph nr. 293 M, vol. **105** Part C, nr. 7, 1958, p. 404–406.

[6] *Bernochi. C. De.* La tensione di tenuto nelle prove ad impulso su isolatori. In: L'energia elettrica **XXXIV**, nr. 7, 1957, p. 681–691.

[7] *Baumann, S.* Statistischer Fehler bei Bestimmung der 50% Uberschlagsstossspannung, În: ETZ–A, 78, nr. 11 (1 juni) p. 369–373, 1957.

[8] *Bernochi, C. De.* Prove ad impulso con onde di tensione positiva e negativa su izolatori di tipi diversi. În: L'energia elettrica XXXIII, nr. 3, 1956, p. 301–312.

[9] *Berger, K.* Bericht über die Arbeiten des Studien Komitees, nr. 8 „Überspannungen und Blitz". CIGRE–Rap. nr. 326, 1956.

[10] *Popescu, Ch.* şi *Tănăsescu, Fl.* Imaginea cîmpului electric în jurul izolatoarelor suport de interior indigene de 6, 10, 20, 35 kV şi comportarea lor la unda de impuls de tensiune, În: Electrotehnica, V, 1957, p. 139–147.

[11] *Drăgan, G.* şi *Popa, B.* Încercarea izolatoarelor electrice de fabricaţie românească, pentru liniile de 10–35 kV, În: Electrotehnica, **8**, nr. 9, 1960, p. 313–321.

[12] *Drăgan, G., Popa, B.,* şi *Adămuţ. I.* Cercetări experimentale privind determinarea tensiunilor de conturnare a lanţurilor de izolatoare IC4. În: St. cerc. energ. XI, nr.2, 1961, p. 354–375.

[13] *Adămuţ, I.* şi *Drăgan, G.* Cercetări privind stabilirea nivelului de izolaţie a barelor din staţiile şi posturile de transformare de tip interior. În: St. cerc. energ. Seria A, **XII**, nr. 2, 1962, p. 269–299.

[14] *Avramescu, A., Drăgan, G., Adămuţ, I.* şi *Popa, B.* Izolaţia staţiilor de înaltă tensiune în lumina normelor naţionale, a recomandărilor CEI şi a unor experimentări pe izolatoare fabricate în RPR. În: Electrotehnica, 10, nr. 9, 1962, p. 335–347.

[15] Colectif des hautes tensions de l'Institut d'Energetique de l'Academie de R.P.R., (A. Avramescu, G. Drăgan, I. Adămuţ, B. Popa) Documents CEI 28 (Bucarest) 2 juin 1962. Comité technique No. 28, Coordination de l'isolement.

[16] STAS 6489/69 Coordonarea izolaţiei. Nivele de izolaţie şi de protecţie.

[17] *Saruyama Yukio, Yasul Mitsura,* ş.a. 500 Kv Line Design: I. Insulation Characteristics of Towera. In: IEEE Trans PAS – **86**, nr. 9, 1967, p. 1085–1090.

[18] *Anderson, J. G.* şi *Thomson, P. L.* The Statistical Computation of Line Performance Using METIFOR. In: IEEE Trans PAS–**85**, nr. 6, 1966, p. 677–686.

[19] *Anderson, J. G.* şi *Barthold. L. O.* METIFOR – A Statistical Method for Insulation Desing of EHV Lines. In: IEEE Trans PAS – **83**, nr. 3, 1964, p. 271–280.

[20] *Poland. M. G.* Scarborough, W. E. ş.a. BPA's Extra High Voltage DC. Tests I – Contaminated Insulators. În: IEEE Trans PAS – **86**, nr. 10, 1967, p. 1146–1152.

[21] *Harold, H.L., Renner, P. E.* ş.a. BPA's Extra High Voltage DC Tests II-Outdoor Flashover. În: IEEE Trans PAS – **86**, nr. 10, 1967, p. 1153–1160.

[22] *Ouyang, M.* New Method for the Assessment of Switching – Impulse Insulation Strength. În: Proc. IEE, **113**, nr. 11, nov. 1966, p. 1835–1841.

[23] STAS, 2631–58 Statistica matematică în tehnică. Terminologie.

[24] *Yule, G. U.* şi *Kendall, M. C.* Introducere în teoria statisticii, Ediţia XIV (Traducere din engleză) Bucureşti Ed. ştiinţifică, 1969.

[25] *Manmatha, Kumar.* Typenprüfung mit Nenn-Stehstossspannung und Nenn-Stehschaltspannung. În: ETZ–A, **89**, nr. 2, 19 ian 1968, p. 31–35.

[26] *Owens, J. B.* The Determination of Switching Surge Withstand Voltages for EHV Insulation Systems. În: IEEE Trans PAS – **83**, nr. 3, 1964, p. 263–266.

[27] *Alexandrov, G. I.* şi *Ivanov, V. A.* Zavisimosti elektriceskoi procinosti dlinnîh vozduhnîh promejutkov ot ciastotî kolebatelinovo napreajeniea. În: Elektricestvo, nr. 6, 1964, p. 44–48.

[28] *Alexandrov, G. I.* şi *Kalinin, N. D.* Issledovaniea elektriceskoi procinosti ghirleand izoletorov pod dojdem pri vnutrennîh perenapreajenieah. Trudî L.P.I. No. 258. Izd. Energhiea Moskva–Leningrad 1965, p. 26–34.

[29] *Alexandrov, G. I.* şi *Kuzevetter, V. E.,* Statisticeskie issledoveniea elektriceskoi procinosti zagreaznennoi izoleatii. În: Elektriceskie stantii **35**, nr. 4, 1964, p. 70–73.

[30] *Paderta, B.* şi *Lesny, V.* Statistischké metody v tehnice VVn. În: Elektrotechn. Obz. **59**, nr. 6, 1970, p. 285–290.

[31] *Oudin, I. M., Rerolle, Y.* şi *Thévenon. H.* Théorie statistique du claquage électrique, R.G.E. nr. 4, 1968, p. 430.

[32] *Baatz, H.* şi *Fischer, A.* Nenn-Stehstossspannung und Stehstosspannung. În: ETZ–A, **84**, nr. 25, (16 dez), 1963, p. 853–854.

[33] *Weibull, W.* A Statistical Distribution Function of Wide Applicability. În: J. of. App. Mechanic, **18**, nr. 3, 1951, p. 293–217.

[34] *Paderta, B.* Beitrag zur Problematik der Haltespannung. În: Acta Technica CSAV, **13**, nr. 6, 1968, p.754–768.

[35] *Fischer, A.* Funkenstrecken, Isolatoren und Ableiter bei verschiedenartiger Spannungsbeanspruchung. În: ETZ–A, **87**, nr. 2, 21 ian. 1966, p. 40–46.

[36] *Carrara, G.* şi *Marzio, L.* Probabilité de decharge sous contrainte dielectrique, CIGRE Rapp 53–01 Annexe V, 1968.

[37] *Dolghinov, A.I.* Perenapreajenieav elektriceskih sistemah. Moskva–Leningrad, Gosenergoizdat, 1962.

[38] *Drăgan, G., Girlişteanu, E., Miclescu, T., Stehapanidis.* Betrachtungen zur Bestimmung, der Stossüberschlagsspannung. În: Elektrotechn und Maschinenbau, 89, nr. 1972.

Intrat în redacţie la 10. XII.1971

Criteriile de dimensionare ale şunturilor coaxiale

G. HORTOPAN, V. HORTOPAN, G. TITZ şi D. PAVELESCU* – Bucureşti

CZ 621.317.716.027.1.001.25

Şunturile coaxiale sînt folosite pentru măsurarea curenţilor intenşi cu variaţie rapidă în tehnica întreruperii curenţilor intenşi, la măsurarea curentului post arc, în laboratoarele de înaltă tensiune, la măsurarea curenţilor de impuls, şi în tehnica comutaţiei statice, la măsurarea curentului redresat cu un conţinut mare de armonice.

Comportarea şunturilor coaxiale în regim tranzitoriu a fost prezentată în literatura de specialitate [1], [2], [3], [4]. Ceea ce se dezvoltă în prezenta lucrare este comportarea şunturilor sub aspectul tuturor solicitărilor care apar în exploatare. Aceste solicitări sînt de natură termică şi electrodinamică şi nu trebuie să depăşească limitele dictate de parametrii materialelor folosite în construcţie, simultan cu conservarea timpului de răspuns prescris. Construcţiile de şunturi pentru curenţi intenşi, în regim permanent, conduc la diametre relativ mari de şunturi şi la valori ale rezistenţelor extrem de mici.

Aceste diametre mari, pe lîngă un consum ridicat de material, implică scăderea calităţii şuntului, în sensul înrăutăţirii timpului de răspuns. De aceea, este necesar să se asigure un gabarit cît mai redus, prin mărirea densităţii de curent. Soluţia adoptată a fost introducerea răcirii forţate pentru curenţii nominali peste 200 A.

De asemenea, apar probleme de adaptare şi de eliminare a influenţelor parazite care sînt tot atît de importante ca problemele ridicate de asigurarea timpului de răspuns.

1. Solicitarea termică

În funcţie de modul de exploatare al şuntului aceasta poate funcţiona în regim permanent sau în regim de scurtă durată.

1.1. Regimul permanent.

În scopuri de măsură încălzirea şuntului este sub 100°C şi deci se poate admite o variaţie liniară a rezistivităţii cu încălzirea :

$$\rho = \rho_p [1 + \alpha_R (\theta_t - \theta_p)] = \rho_p (1 + \alpha_R \theta) \quad (1)$$

unde s-a notat :

- ρ — rezistivitatea materialului ;
- ρ_p — rezistivitatea la temperatura de preîncălzire ;
- α_R — coeficientul de temperatură al rezistivităţii ;
- θ_t — temperatura de încălzire ;
- θ_p — temperatura de preîncălzire ;
- $\theta = \theta_t - \theta_p$ — încălzirea şuntului.

Din relaţia (1) se deduce încălzirea admisibilă a şuntului avînd drept criteriu variaţia de rezistenţă :

$$\theta = \left(\frac{\rho}{\rho_p} - 1\right)\frac{1}{\alpha_R} = \frac{\Delta\rho}{\rho_p}\cdot\frac{1}{\alpha_R} \quad (2)$$

unde $\Delta\rho = \rho - \rho_p$ este variaţia de rezistivitate a materialului pentru încălzirea θ. Raportul $\Delta\rho/\rho_p$ poate fi luat în limite de 0,2 % ÷ 0,1 % în funcţie de precizia urmărită.

Dacă încălzirea şuntului este determinată de relaţia (2) se poate stabili densitatea de curent în materialul rezistiv [5] cu relaţia :

$$J = \sqrt{\frac{\alpha l_p \theta}{\rho \cdot A}}$$

unde s-a notat :

- J — densitatea de curent ;
- α — transmisivitatea căldurii la periferia şuntului ;
- A — aria secţiunii transversale în materialul rezistiv ;
- l_p — lungimea periferică pe care se poate conta cedarea de căldură.

Transmisivitatea α variază în funcţie de condiţiile de răcire ale şuntului. Astfel pentru şunturile construite s-a verificat că $\alpha \approx 12$ W/(m² grd) la răcire naturală şi $\alpha \approx 80$ W/(m²grd) la răcire forţată cu aer avînd viteza de aproximativ 10 m/s [6].

1.2. Regimul de scurtă durată

Acesta apare la încercarea întreruptoarelor de putere, cînd durata scurtcircuitului este mai mică decît 1s şi în cazul încercărilor de impuls cînd se poate conta pe durate de ordinul 10 μs – 10^4 μs. Pentru asemenea situaţii regimul termic poate fi considerat adiabatic, iar densitatea de curent rezultă [5] :

$$J_{ec} = \sqrt{\frac{C_{01}}{k_a \bar{\alpha}_R \rho_0} \ln \frac{1 + \bar{\alpha}_R(\theta_p + \theta)}{1 + \bar{\alpha}_R \theta_p}} \cdot \frac{1}{\sqrt{t}} \quad (4)$$

unde s-a notat :

- J_{ec} — densitatea de curent echivalentă ;
- C_{01} — căldura specifică volumică a materialului rezistiv ;
- k_a — factorul de majorare al rezistenţei datorită refulării curentului ;
- $\bar{\alpha}_R$ — coeficient de temperatură mediu ; se poate lua $\bar{\alpha}_R \approx \alpha_R$;
- ρ_0 — rezistivitatea la 0°C ;
- t — timpul curent.

* Dr. ing. *G. Hortopan* este profesor, dr. ing. *V. Hortopan* este conferenţiar, ing. *G. Titz* şi ing. *D. Pavelescu* sînt asistenţi la I.P.B.

Relaţia (4) este utilă mai ales pentru regimul armonic permanent, pentru care se cunoaşte factorul k_a. Prin folosirea unui material rezistiv cu un coeficient de temperatură mic al rezistivităţii, de exemplu 10^{-5} grd^{-1}, şi o încălzire moderată ecuaţia (4) se simplifică :

$$J_{ec} = \sqrt{\frac{C_1 \theta}{k_a \rho}} \cdot \frac{1}{\sqrt{t}}.$$

În regim de impuls, în general nu se pune problema încălzirii, deoarece durata de ordinul microsecundelor sau sutelor de microsecunde nu conduce la încălziri importante. La efectuarea unui calcul exact al densităţii de curent echivalente trebuie să se ţină seama de densitatea variabilă în timp şi după rază în secţiunea transversală a şuntului. Expresia densităţii de curent echivalente are forma :

$$J_{ec} = \frac{1}{A} \sqrt{\frac{\rho \int_0^t \mathrm{d}t \int_V J^2 \, \mathrm{d}V}{R_{cc}\, t}} \qquad (6)$$

unde s-a notat :

R_{cc} — rezistenţa şuntului în curent continuu ;
J — densitatea de curent variabilă ;
A — aria secţiunii transversale în şuntul activ.

Curentul echivalent din relaţia (6) trebuie să fie mai mic sau cel mult egal cu curentul echivalent din relaţia (5), în care $k_a = 1$.

2. Solicitarea electrodinamică

Într-un şunt coaxial liniile de curent sînt paralele între ele şi de aceea, la trecerea curentului, tubul este supus unei solicitări de strivire. Forţe uniform repartizate acţionează radial dinspre exteriorul către interiorul tubului rezistiv. Aceste forţe pot fi luate în considerare la strivirea tubului rezistiv numai dacă intensitatea curentului este relativ mare (zeci de kA), iar grosimea tubului rezistiv este foarte mică (de ordinul sutelor de microni).

Calculul presiunii exercitate asupra şuntului, grosimea peretelui δ foarte mică faţă de raza interioară r_i, adică pentru $\delta \ll r_i$, se poate efectua cu ajutorul relaţiilor privind forţele electrodinamice. Astfel valoarea forţei lui Ampère [5] între două conductoare filiforme foarte lungi pe porţiunea de lungime l, este :

$$F = \frac{\mu_0}{4\pi} 2\, i_1\, i_2 \frac{l}{a} \qquad (7)$$

unde s-a notat :

i_1, i_2 — curenţii în conductoare ;
l — lungimea conductorului ;
μ_0 — permeabilitatea vidului ;
a — distanţa între conductoare.

Dacă curentul i este uniform repartizat la periferia tubului rezistiv, forţa de atracţie, între conductoarele elementare parcurse de curenţii $i \dfrac{\mathrm{d}\alpha}{2\pi}$ aşezaţi la distanţa $2\, r \sin \dfrac{\alpha}{2}$, ca în figura 1, este :

$$\mathrm{d}^2 F = \frac{\mu_0}{4\pi} 2 \left(\frac{i\, \mathrm{d}\alpha}{2\pi}\right)^2 \frac{l}{2r \sin \frac{\alpha}{2}}. \qquad (8)$$

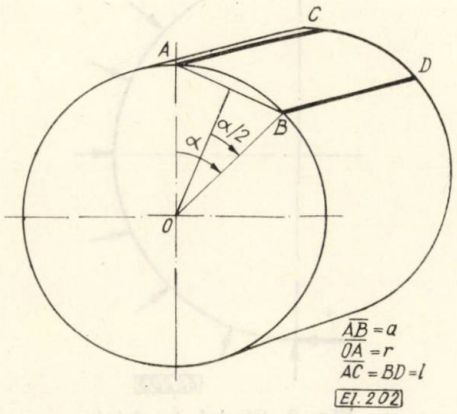


Fig. 1. Relativ la forţele electrodinamice.

Presiunea exercitată pe tub este integrala raportului între componenta radială $d^2 F \sin \dfrac{\alpha}{2}$ şi suprafaţa $r\mathrm{d}\alpha\, l$ a conductorului elementar :

$$p = \int_0^{2\pi} \frac{\mathrm{d}^2 F \sin \frac{\alpha}{2}}{r\, \mathrm{d}\alpha\, l} = \frac{\mu_0\, i^2}{8\pi^2 r^2}. \qquad (9)$$

Integrala componentei tangenţiale $\mathrm{d}^2 F \cos \dfrac{\alpha}{2}$, cînd α variază între 0 şi 2π este nulă.

Rezultatul din relaţia (9) se poate verifica şi cu ajutorul expresiei tensiunilor maxwelliene. Liniile de cîmp, fiind cercuri concentrice, sînt paralele la suprafaţa tubului rezistiv. Ca urmare asupra tubului se exercită presiunea :

$$p = \frac{1}{2} HB = \frac{1}{2} \mu_0 H^2. \qquad (10)$$

În cazul tubului circular intensitatea cîmpului magnetic la distanţa r de axa tubului este :

$$H = \frac{i}{2\pi r_e} \cdot \frac{r^2 - r_i^2}{r_e^2 - r_i^2} \cdot \frac{r_e}{r}, \qquad (1)$$

unde r_i şi r_e sînt razele interioară şi exterioară ale tubului. Dacă $r = r_e$, adică la periferia tubului, rezultă că $H = i/(2\pi r)$ ceea ce rezultă şi din aplicarea directă a legii circuitului magnetic pe conturul exterior al tubului rezistiv Astfel :

$$p = \frac{1}{2} \mu_0 \frac{i}{4\pi^2 r^2}$$

adică se obţine din nou relaţia (9).

Pentru a calcula forţa internă T se consideră tubul secţionat ca în figura 2 şi rezultă :

$$T = \frac{p}{2}\int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} r.l.\cos\alpha.\mathrm{d}\alpha = p.r.l.$$

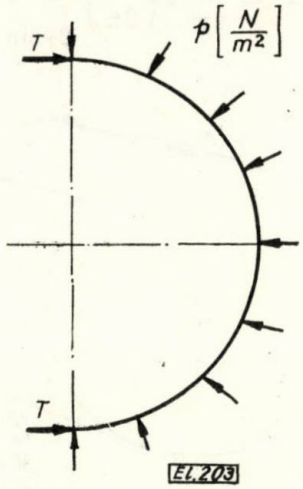


Fig. 2. Efectul de strivire.

Solicitarea la strivire a tubului este :

$$\sigma = \frac{T}{l\cdot\delta} = \frac{\mu_0 i^2}{8\pi^2 r\,\delta} \qquad (12)$$

3. Timpul de răspuns

Criteriul de calitate al şuntului îl constituie, în acord cu recomandările CEI [7], timpul de răspuns :

$$T_r = \int_0^\infty [1 - f(t)]\cdot\mathrm{d}t \qquad (13)$$

unde $f(t)$ este răspunsul indicial la excitaţia treaptă de curent. La predeterminarea timpului de răspuns global, adică al întregii instalaţii de măsură, se are în vedere faptul că şuntul, cablul de măsură şi oscilograful catodic constituie un lanţ de cuadripoli. Cum mărimea de ieşire a unui cuadripol nu depinde, practic, de mărimea de intrare a cuadripolului următor, se poate scrie că timpul de răspuns total este suma timpurilor de răspuns ai cuadripolilor care intră în componenţa lanţului, adică [2] :

$$T_r = T_{r1} + T_{r2} + T_{r3} \qquad (14)$$

unde s-a notat :

T_{r1} — timpul de răspuns intrinsec al şuntului ;

T_{r2} — timpul de răspuns al cablului de măsură ;

T_{r3} — timpul de răspuns al oscilografului catodic.

În mod normal, dacă construcţia şuntului este îngrijită, în ce priveşte coaxialitatea, iar conexiunea la osciloscop este de bună calitate, răspunsul global este de tip subcompensat.

Pentru a îmbunătăţi calitatea şuntului, în sensul diminuării timpului de răspuns, există unele posibilităţi de supracompensare [5]. Prin aceste procedee o parte din fluxul magnetic produs de curentul intens este introdus în bucla circuitului de măsură, iar tensiunea introdusă astfel în circuitul de măsură determină reducerea timpului de răspuns.

4. Adaptarea

La şunturile coaxiale de dimensiuni mari este necesar a se ţine seama de fenomenul de propagare a semnalului de măsură între tubul rezistiv şi conductorul central al şuntului. În principiu, un sistem de două tuburi concentrice poate oscila cu perioada proprie :

$$T = 2\sqrt{LC} = 2\,l\sqrt{L_0 C_0} \qquad (15)$$

unde L_0 şi C_0 sînt inductivitatea lineică şi capacitatea lineică dată de relaţiile :

$$L_0 = \frac{\mu_0}{2\pi}\ln\frac{d_2}{d_1} \qquad (16)$$

$$C_0 = \frac{2\pi\varepsilon_0}{\ln\dfrac{d_2}{d_1}} \qquad (17)$$

şi unde d_1 şi d_2 sînt diametrele conductorului central şi tubului rezistiv. Pentru diametrul $d_1 = 0{,}28$ m şi $d_2 = 0{,}8.10^{-3}$ m, impedanţa caracteristică a sistemului de măsură aferent şuntului este $Z_c = \sqrt{\dfrac{L_0}{C_0}} = 350\ \Omega$ deci mult diferită de impedanţa caracteristică a cablului coaxial, care este în general de 75 Ω, la care se conectează şuntul. În diagrama din figura 3 se poate vedea cum variază impedanţa

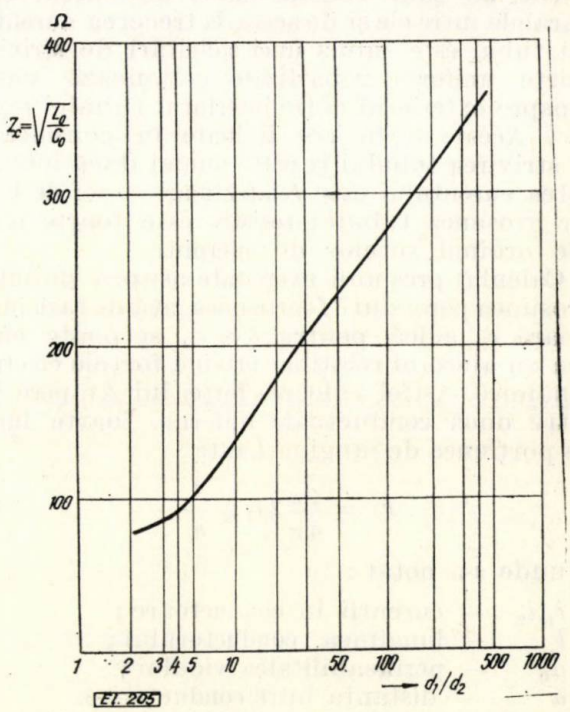


Fig. 3. Variaţia impedanţei caracteristice interne cu raportul d_2/d_1.

caracteristică a sistemului de măsură propriu şuntului în funcţie de raportul d_2/d_1. Pentru un şunt cu impedanţa caracteristică internă de 350 Ω, trecerea la cablul coaxial cu impedanţa caracteristică de 75 Ω echivalează cu un scurt-circuit, iar şuntul va oscila în jumătate lungime de undă. Această situaţie se obţine dacă conexiunea centrală se execută dintr-un fir cu diametrul de ordinul 0,8 mm. Eliminarea oscilaţiilor este posibilă dacă firul central este înlocuit cu un tub, astfel încît impedanţa caracteristică internă să aibă aproximativ aceiaşi valoare cu impedanţa caracteristică cablului de măsură. În anexa 1 se prezintă demonstraţia relaţiei (15), cu ajutorul căreia se calculează perioada proprie de oscilaţie a şuntului coaxial.

5. Influenţe parazite secundare

În mod uzual legătura între şunt şi osciloscraful catodic se realizează prin intermediul unui cablu coaxial. Ecranul cablului coaxial serveşte drept conductor de întoarcere pentru circuitul de măsură şi deci el este parcurs de semnalul util. În cazul prezenţei unui cîmp electric variabil perturbator, sarcinile electrice induse pe ecran vor distorsiona semnalul util. Acest efect se produce cu certitudine cînd rezistenţa electrică a şuntului este relativ mică şi deci cînd semnalul util este relativ mic în raport cu semnalul perturbator. Şunturile cu rezistenţe de ordinul 1 m Ω ÷ 5 m Ω intră în această categorie. Pentru a elimina acest efect perturbator este necesar a se folosi cabluri coaxiale dublu ecranate şi uneori filtre speciale pentru ghidarea sarcinilor electrostatice la pămînt. Ca urmare primul ecran va servi mai-ales la conducerea la pămînt a sarcinilor electrice induse de cîmpurile electrice perturbatoare, iar ecranul al doilea va servi mai ales pentru a împiedica pătrunderea cîmpului magnetic perturbator în bucla circuitului de măsură.

Folosirea unui singur ecran, construit dintr-un material cu conductivitate mare, ca protecţie electromagnetică a rezistenţei şuntului se dovedeşte a oferi satisfacţie. În adevăr acest ecran, parcurs de curentul intens, va conduce sarcinile electrice induse la pămînt şi va servi în acelaş timp, la atenuarea sensibilă a cîmpului magnetic perturbator, care ar avea tendinţa de a pătrunde în circuitul de măsură. Curenţii turbionari produşi în ecran de cîmpul magnetic perturbator sînt locali şi nu modifică curentul principal care trebuie măsurat.

6. Aplicaţii

Au fost construite o serie de şunturi coaxiale, destinate a funcţiona în regim permanent, cu datele prezentate în tabelul 1.

Tabela 1

Şunturi coaxiale

Curentul nominal, A	Tensiunea de măsură V	Felul răcirii
2000 A	1,6	forţată
1000 A	1,6	forţată
500 A	1,6	forţată
200 A	1,6	forţată
50 A	1,6	naturală

Se poate scoate în evidenţă că, pentru curenţi nominali cuprinşi între 2000 A şi 200 A, s-a preconizat răcirea forţată a şunturilor cu ajutorul ventilatoarelor. Se asigură astfel o viteză de răcire a tubului rezistiv de aproximativ 10 m/s ceea ce sporeşte transmisivitatea căldurii de la 12 W/(m² grd), valoare acceptată la răcirea naturală, la 80 W/(m² . grd). Această condiţie permite a se reduce la 1/3 dimensiunile tubului rezistiv, faţă de dimensiunile obţinute la considerarea răcirii naturale. Mai este de observat că, pentru regimul permanent, tensiunea de măsură de 1,6 V este de aproximativ de 30 ori mai mare decît tensiunea uzuală de 50—75 mV folosită în construcţia şunturilor destinată a funcţiona în regim permanent.

Tensiunea de 1,6 V oferă posibilitatea de măsurare şi cu aparate indicatoare în absenţa amplificatoarelor electronice.

În regim de scurtă durată de 0,5 s sau 1 s curenţii admisibili sînt indicaţi în tabelul 2. Se poate constata că la şunturile cu răcire forţată încărcarea de scurtă durată este relativ mică faţă de încărcarea de regim permanent de exemplu raportul 13500/2000 = 6,7 arată gradul de încărcare în regim de scurtă durată, de 0,5 s faţă de încărcarea în regim permanent. La şunturile cu răcire naturală acest raport creşte la 845/50 = 16,9, ceea ce se explică prin folosirea unei încărcări reduse în regim permanent datorită răcirii naturale.

În figura 4 se prezintă fotografia şunturilor coaxiale de 2000 A şi de 1000 A, cu instalaţiile

Tabela 2

Regimul de scurtă durată

A mm²	Curentul admisibil permanent, A	Curentul admisibil 0,5s, A	Curentul admisibil 1s, A	Observaţii
880	2000 A	13500	9440	Relaţia (5)
440	1000 A	6750	4720	cu $\theta = 44{,}2$ grd
165	500 A	2535	1770	$J_{0.5} = 15{,}35$ A/mm²
55	200 A	845	590	
55	20 A	845	590	$J_1 = 10{,}72$ A/mm²

de ventilaţie aferente, iar în figura 5 se prezintă fotografia unui ansamblu de trei şunturi coaxiale de 500 A deservite de o singură unitate de ventilaţie. Se constată că, la toate şunturile, s-a preferat soluţia cu cablu de măsură parte

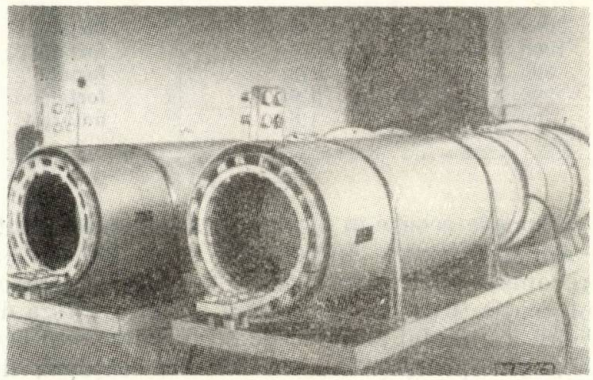


Fig. 4. Şunturi de 2000 A şi 1000 A.

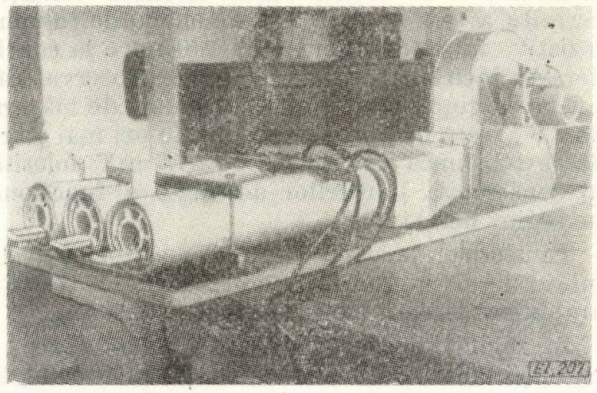


Fig. 5. Ansamblul cu trei şunturi de 500 A.

integrantă din instalaţie, în scopul eliminării variaţiilor de impedanţă caracteristică în circuitul de măsură. Şunturile de 2000 A, 1000 A, 500 A sînt echipate cu cabluri de măsură dublu ecranate, iar cele de 200 A şi 50 A cu cabluri de măsură simplu ecranate.

7. Verificări experimentale.

Din cauza valorii mici a coeficientului de temperatură al rezistivităţii, a încălzirii relativ mici acceptate şi a constantei de timp reduse a şuntului, de ordinul 3 s, nu a fost posibil a se măsura încălzirea medie a şuntului pe baza variaţiei de rezistenţă de la gol la sarcină. Astfel încît pentru a verifica încălzirea şuntului s-a folosit metoda directă a măsurării temperaturii în multe puncte pe o generatoare a tubului rezistiv. O astfel de diagramă a cîmpului de temperatură este indicată în figura 6, pentru încărcările de 1000 A, 1500 A şi 2000 A ale şuntului cu curentul nominal de 2000 A. Se poate constata că nici un punct al şuntului nu atinge încălzirea limită propusă de 44,2 grd.

Timpul de răspuns măsurat este sensibil mai bun decît timpul de răspuns al şuntului coaxial normal. Această îmbunătăţire a fost posibilă prin compensarea şuntului. Astfel, la curentul de 2000 A, timpul de răspuns intrinsec T_{r1}, adică numai al şuntului cînd se ţine seama de difuzia curentului în peretele şuntului este

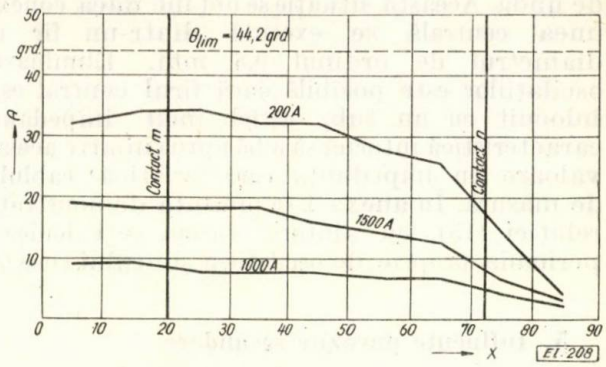


Fig. 6. Cîmpul de temperatură în lungul şuntului de 2000 A.

de 157, 52 ns, în timp, ce timpul total de răspuns măsurat a rezultat numai 7 ns.

Tot astfel timpul de răspuns intrinsec al şuntului de 500 A a fost de 41,88, ns în timp ce timpul de răspuns măsurat a fost de 60 ns. În figurile 7 şi 8 se dau oscilogramele răspunsului la excitaţie treptată de curent ale şunturilor de 2000 A şi 500 A.

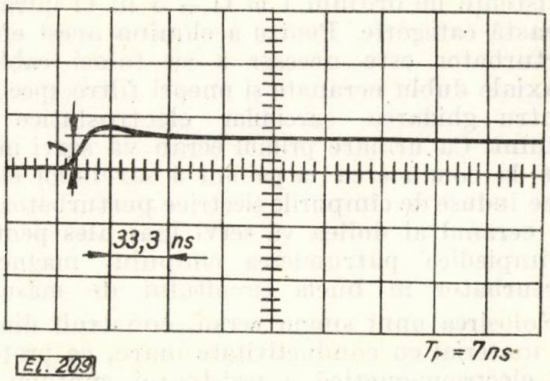


Fig. 7. Răspunsul la excitaţie treaptă al şuntului de 2000 A.

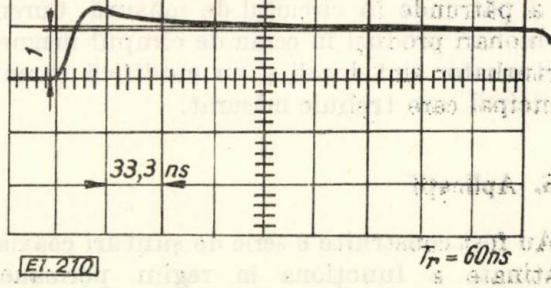


Fig. 8. Răspunsul la excitaţie treaptă al şuntului de 500 A.

8. Concluzii.

Regimul permanent al şuntului coaxial conduce, pentru intensităţi mai mari de curent, la necesitatea de a se asigura o răcire forţată. Dimensiunile longitudinale mari ale şuntului coaxial impun adaptarea independenţei interne cu impedanţa caracteristică a cablului coaxial. În toate împrejurările compensarea şuntului apare ca o soluţie normală pentru reducerea timpului de răspuns.

Anexa 1

Deducerea relaţiei (15). Perioada proprie de oscilaţie.

În lucrarea [8] se indică, cu unele neexactităţi şi fără demonstraţie, răspunsul la excitaţie treaptă de curent al unei linii coaxiale formate dintr-un tub rezistiv şi un conductor central.

În cele ce urmează se expun ipotezele de calcul şi demonstraţia relaţiei (15).

În figura 9 s-a reprezentat schematic un şunt coaxial. Se observă că, prin conductorul central, trece curentul

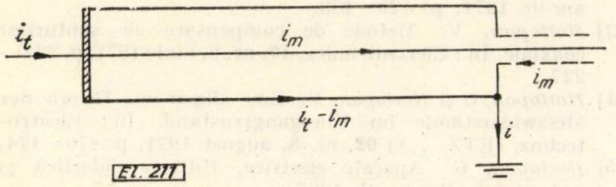


Fig. 9. În tubul rezistiv circulă curentul $i - i_m$.

de măsură i_m, care este cu cîteva ordine de mărime mai mic decît curentul total i_t, iar prin cilindrul rezistiv trece curentul $i_t - i_m$.

Trecerea curentului de măsură i_m, prin impedanţa caracteristică Z_n, produce semnalul de măsură util. Din punct de vedere al semnalului de măsură, ansamblul format din cilindrul rezistiv şi conductorul central constituie o linie coaxială. Schema electrică echivalentă a acestei linii este arătată în figura 10 cu inductivitatea lineică L_0, capacitatea lineică C_0 şi rezistenţa lineică R_0.

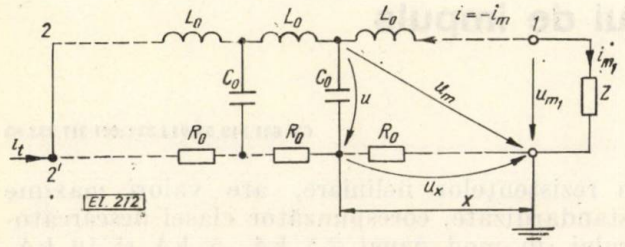


Fig. 10. Schema electrică echivalentă din punct de vedere al fenomenului de propagare.

Conductorul central se consideră fără rezistenţă, iar rezistenţa lineică corespunde numai tubului rezistiv. Prin ipoteză se admite că potenţialul punctelor de pe o generatoare a tubului creşte linear de la extremitatea legată la pămînt la cealaltă extremitate. Conducţia lineică se neglijează.

Conform schemei echivalente din figura 10, se pot scrie ecuaţiile :

$$-\frac{\partial u_m}{\partial x} = L_0 \frac{\partial i}{\partial t}; \qquad -\frac{\partial i}{\partial x} = C_0 \frac{\partial u}{\partial t}. \tag{18}$$

Înlocuind în ecuaţiile (18) : $i = -i_m$ şi $u = u_m - u_x$ şi aplicînd transformarea Laplace se obţine :

$$\frac{d\mathcal{U}_m}{dx} = p L_0 \mathcal{I}_m; \qquad \frac{d\mathcal{I}_m}{dx} = p C_0 (\mathcal{U}_m - \mathcal{U}_x) \tag{19}$$

Eliminînd pe $\mathcal{I}_m$ din prima dintre ecuaţiile (19) rezultă :

$$\frac{d^2\mathcal{U}_m}{dx^2} = p L_0 p C_0 (\mathcal{U}_m - \mathcal{U}_x) = \gamma^2 (\mathcal{U}_m - \mathcal{U}_x) \tag{20}$$

cu
$$\gamma = p\sqrt{L_0 C_0} \tag{21}$$

Ţinînd seama că $i_m << i_t$, se poate calcula tensiunea în lungul tubului :

$$\mathcal{U}_x = R_0 x (i_t - i_m) \approx R_0 x i_t = \mathcal{U}_0 x \tag{22}$$

în care
$$\mathcal{U}_0 = R_0 i_t.$$

Deci transformata Laplace a acestei tensiuni este $\mathcal{U}_x = \mathcal{U}_0 x$.

Soluţia ecuaţiei (20) este de forma :

$$\mathcal{U}_m = C_1 e^{\gamma x} + C_2 e^{-\gamma x} + \mathcal{U}_0 x. \tag{23}$$

Din relaţiile (19) şi (23) rezultă curentul $\mathcal{I}_m$:

$$\mathcal{I}_m = \frac{\gamma}{p L_0}(C_1 e^{\gamma x} - C_2 e^{-\gamma x}) + \mathcal{U}_0 = \frac{C_1}{Z_c} e^{\gamma x} - \frac{C_2}{Z_c} e^{-\gamma x} + \frac{\mathcal{U}_0}{p L_0} \tag{24}$$

cu
$$Z_c = \frac{p L_0}{\gamma} = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}.$$

Constantele C_1 şi C_2 se elimină din soluţiile (23) şi (24), pentru condiţia la limită, $x = 0$:

$$\mathcal{U}_{m1} = C_1 + C_2; \qquad \mathcal{I}_{m1} = \frac{C_1 - C_2}{Z_c} + \frac{\mathcal{U}_0}{p L_0} \tag{25}$$

Deci :

$$C_1 = \frac{1}{2}\left[\mathcal{U}_{m1} + \mathcal{I}_{m1} Z_c - \frac{Z_c \mathcal{U}_0}{p L_0}\right]$$

$$C_2 = \frac{1}{2}\left[\mathcal{U}_{m1} - \mathcal{I}_{m1} Z_c + \frac{Z_c \mathcal{U}_0}{p L_0}\right]$$

care introduse în (23) şi (24) conduc la :

$$\mathcal{U}_m = \mathcal{U}_{m1} \operatorname{ch}\gamma x + \left[\mathcal{I}_{m1} Z_c - \frac{Z_c}{p L_0}\mathcal{U}_0\right] \operatorname{sh}\gamma x + \mathcal{U}_0 x \tag{26}$$

$$\mathcal{I}_m = \frac{\mathcal{U}_{m1}}{Z_c} \operatorname{sh}\gamma x + \left(\mathcal{I}_{m1} - \frac{\mathcal{U}_0}{p L_0}\right) \operatorname{ch}\gamma x + \frac{\mathcal{U}_0}{p L_0}. \tag{27}$$

Ţinînd seama că pentru $x = l$, $\mathcal{U}_2 = \mathcal{U}_{m2} - \mathcal{U}_0 l$, cu $\mathcal{U}_2 = 0$ linia fiind scurtcircuitată la acest capăt, rezultă din (26) :

$$\mathcal{U}_{m2} = \mathcal{U}_0 l = \mathcal{U}_{m1} \operatorname{ch}\gamma l + \left(\mathcal{I}_{m1} Z_c - \frac{Z_c}{p L_0}\mathcal{U}_0\right) \operatorname{sh}\gamma l + \mathcal{U}_0 l$$

sau transformata Laplace a tensiunii măsurate este :

$$\mathcal{U}_{m1} = \left(-\mathcal{I}_1 Z_c + \frac{Z_c}{p L_0}\mathcal{U}_0\right) \operatorname{th}\gamma l$$

Ţinînd seamă că încercarea şuntului se face la excitaţia treaptă de curent $i_t = I$, rezultă $u_0 = R_0 \cdot I = U_0 = U/l$

în care $U = R_0 \cdot I$ $I = RI$, iar transformata $\mathcal{U}_0 = U/pI$:

$$\mathcal{U}_{m1} = \left(- \mathcal{I}_{m1} Z_c + \frac{Z_c}{p L_0} \frac{U}{pI} \right) \text{th } \gamma l. \qquad (28)$$

Pentru a obține originalul expresiei (28) se consideră cîteva cazuri particulare ale impedanței Z din figura 10:

— *Linie deschisă* — $Z = \infty$, $\mathcal{I}_{m1} = 0$

Rezultă din (28):

$$\mathcal{U}_{m1} = \frac{Z_c}{p L_0} \frac{U}{pI} \text{ th } \gamma l = \frac{\sqrt{\frac{L_0}{C_0}}}{p L_0} \frac{U}{pI} \text{th } p T_0 =$$

$$= \frac{U}{p^2 T_0} \frac{e^{pT_0} = e^{-pT_0}}{e^{pT_0} - e^{-pT_0}} = \frac{2U}{2p^2 T_0} \frac{1 - e^{-2pT_0}}{1 + e^{-2pT_0}} \qquad (29)$$

în care s-a notat

$$\gamma l = pl \sqrt{L_0 C_0} = p \sqrt{LC} = p T_0, \quad \text{iar} \quad T_0 = \sqrt{LC}$$

are dimensia unui timp.

Conform [9] originalul expresiei (29) este indicat în figura 11 b. Se observă că tensiunea măsurată u_{m1} (t) oscilează cu perioada $T = 4\ T_0$, corespunzător relației (15), în jurul valorii U_0.

În consecință pentru orice valoare $Z \neq Z_c$ se obțin oscilații de tensiune, deci pentru ca linia să fie lipsită de oscilații, ea trebuie adaptată.

— *Linie adaptată* — $Z = Z_c$, $U_{m1} = I_{m1} Z_c$, rezultă din (28):

$$\mathcal{U}_{m1} = - \mathcal{U}_{m1} \text{ th } \gamma l + \frac{Z_c}{p L_0} \frac{U}{pI} \text{ th } \gamma l$$

sau

$$\mathcal{U}_{m1} = \frac{Z_c}{p L_0} \frac{U}{pI} \frac{\text{th } \gamma l}{1 + \text{th } \gamma l} = \frac{\sqrt{\frac{L_0}{C_0}}}{p^2 l L_0} U \frac{e^{pT_0} - e^{-pT_0}}{2\ e^{pT_0}} =$$

$$= \frac{U}{2p^2 T_0} [1 - e^{-2pT_0}]. \qquad (30)$$

Conform [9] originalul expresiei (30) este indicat în figura 11 *a*. Se observă că $u_{m1}(t)$ variază aperiodic și ajunge după $t = 2\ T_0$ la valoarea U_0.

Timpul de răspuns corespunzător fenomenului de propagare pe linia adaptată este conform figurii 11 *a*, egal cu $T_0 = \sqrt{L C_0}$.

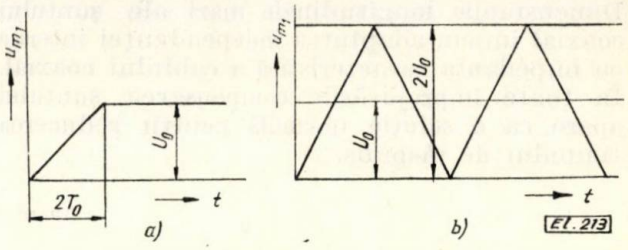


Fig. 11. Răspunsul sistemului la excitația treaptă.

Bibliografie

[1] *Hortopan, V.* Răspunsul la excitație treaptă de curent a conductorului tubular. În: Electrotehnica **18**, nr. 5, mai 1970, p. 160—166.

[2] *Hortopan, V.* Folosirea funcțiilor de transfer la determinarea criteriului de calitate a dispozitivelor de măsură pentru curenții cu variație rapidă. În: Electrotehnica **19**, nr. 4, aprilie 1971, p. 128—133.

[3] *Hortopan, V.* Metode de compensare ale șunturilor coaxiale. În: Electrotehnica, **19**, nr. 6, iunie 1971, p. 223—227.

[4] *Hortopan, G* și *Hortopan, V.* Eine allgemeine Theorie der Messwiderstände im Übergangszustand. În: Electrotechnz. (ETZ — A) **92**, nr. 8, august 1971, p. 470—474.

[5] *Hortopan, G.* Aparate electrice. Editura didactică și pedagogică, București, 1967.

[6] *Kesselring, F.* Theoretische Grundlagen zur Berechung der Schaltgerate. Samlung Göschen, Berlin, 1968.

[7] CEI, Publication 60. Recommandation pour la technique des essais à haute tension. Genève 1962.

[8] *Garry, C.* Shunt coaxial pour la mesure des courants de choc. În: RGE, **69**, nr. 5, mai 1956, p. 279—289.

[9] *Doetsch, G.* Anleitung zum praktischen Gebrauch der Laplace — Transformation. R. Oldenbourg. München, 1961.

Intrat în redacție la 25.III.1972

Contribuții la studiul generatorului de impuls de curent de mare amplitudine

PETRE ARABADJI* — București

CZ 621.319.53.014.332:621.317.333.83

1. Generalități

Impulsurile de curent, de forme diferite, dar bine precizate prin reglementări internaționale [1], sînt utilizate la încercarea descărcătoarelor cu rezistență variabilă în principal, fie clasice, fie cu suflaj magnetic.

Noțiunea de impuls de curent de mare amplitudine este folosită în cadrul lucrării ca noțiune generală pentru impulsurile de curent de formă 8/20 μs și respectiv 4/10 μs. Impulsul 8/20 μs, servind la determinarea tensiunii reziduale a rezistențelor neliniare, are valori maxime standardizate, corespunzător clasei descărcătorului, în mod uzual 2,5 kA, 5 kA și 10 kA. Impulsul 4/10 μs servește la verificarea descărcătorului la șocul mecanic și termic, valoarea lui atingînd 65 kA și 100 kA funcție de regimul de lucru neintensiv sau intensiv.

În rețele, originea atmosferică a unor astfel de impulsuri este definitiv stabilită, după cum tot atît de bine lămurit este faptul că impulsurile de curent de mică amplitudine dar de lungă durată au ca origine comutațiile din rețea.

Statistic s-a determinat că probabilitatea apariției în rețea a impulsurilor de curent 8/20 μs

* ing. *P. Arabadji* lucrează în cadrul laboratorului Protecții de înaltă tensiune din I.C.P.E.

de 5kA şi 10 kA este de 3% şi respectiv 1% [2].

În aceste condiţii nici nu se poate pune problema încercării în reţea a descărcătoarelor la aceste probe, încercările de laborator neavînd înlocuitor.

În afara unui studiu teoretic al regimului tranzitoriu ce se produce într-un astfel de circuit, de mare interes este cunoaşterea valorilor elementelor R, L, C, componente ale generatorului, pentru obţinerea unei forme bine precizate a impulsului, precum şi a limitelor în care se pot încadra aceste elemente, astfel încît unda de curent să rămînă în toleranţele admisibile.

În egală măsură prezintă interes determinarea tensiunii de încărcare a condensatorului pentru obţinerea unui anumit curent maxim precum şi precizarea condiţiilor de stabilitate a formei impulsului, la variaţii mici ale elementelor L, C, posibil de apărut la realizarea practică a circuitului, unde nu pot fi utilizate valori riguros egale cu cele rezultate teoretic.

Prezentarea unor considerente fizice, calcule analitice cu confirmările experimentale necesare, relative la problemele enumerate anterior, constituie conţinutul acestei lucrări.

2. Determinarea analitică a curentului ca funcţie de timp

În figura 1 este prezentată schema generatorului de impuls de curent de mare amplitudine care conţine o baterie de condensatoare C o bobină L, o rezistenţă liniară R' şi o rezistenţă neliniară a descărcătorului R_D.

Se încarcă condensatorul C la tensiunea U, se amorsează eclatorul E_a stabilindu-se curentul $i(t)$.

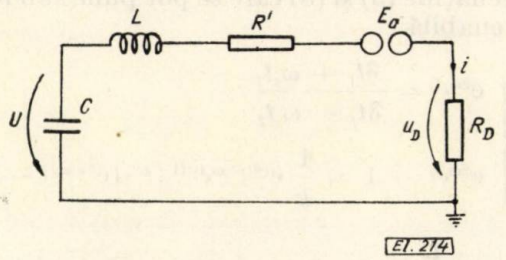


Fig. 1. Schema generatorului de impuls de curent.

Se poate scrie, în etapa de descărcare a condensatorului, ecuaţia:

$$U - \frac{1}{C}\int_0^t i\,\mathrm{d}t = L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + R'i + u_D \qquad (1)$$

unde u_D reprezintă variaţia tensiunii în timp la bornele rezistenţei neliniare R_D.

Se cunoaşte că $u_D = C_1 i^\alpha$ [3], unde C_1, α sînt coeficienţi ce caracterizează rezistenţele neliniare şi că la o variaţie a curentului de impuls de formă standardizată t_f/t_s unde t_f este durata frontului, iar t_s durata semiamplitudinii impulsului de curent, variaţia tensiunii u_D este similară cu reprezentarea din figura 2 din care se poate constata ca de altfel şi din oscilogramele unor astfel de încercări că pe durata care interesează

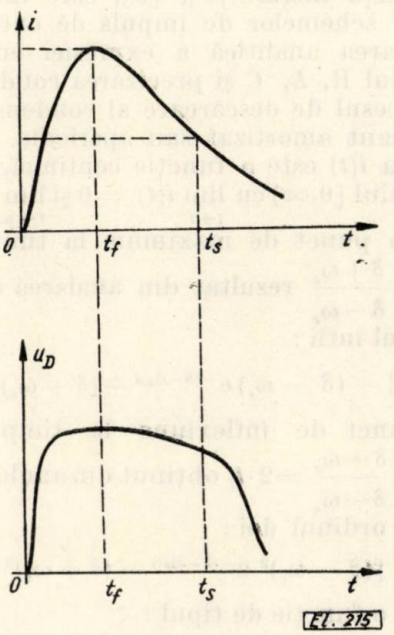


Fig. 2. Corelarea variaţiei tensiunii u_D cu variaţia curentului de impuls i:
t_f – timpul frontului; t_s – timpul semiamplitudinii.

practic şi anume din origine şi pînă se atinge semiamplitudinea curentului, variaţia în timp a căderii de tensiune pe rezistenţa neliniară se apropie de forma unei funcţii constante. Din acest considerent se face ipoteza că $u_D = U_r$ unde U_r reprezintă tensiunea reziduală a rezistenţei neliniare.

Ecuaţia (1) devine:

$$U - U_r = L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + R'i + \frac{1}{C}\int_0^t i\,\mathrm{d}t. \qquad (2)$$

Aplicînd transformata Laplace se obţine:

$$\frac{U - U_r}{p} = \left(pL + R' + \frac{1}{pc}\right)\mathfrak{L}i$$

din care rezultă explicit funcţia imagine:

$$\mathfrak{L}i = \frac{(U - U_r)\cdot C}{LC\,p^2 + R'C\,p + 1}. \qquad (3)$$

Notînd $R'/L = 2\,\delta$ şi $1/LC = \omega_0^2$ se poate scrie:

$$\mathfrak{L}i = \frac{U - U_r}{L}\cdot\frac{1}{p^2 + 2\,\delta\,p + \omega_0^2}.$$

Aplicînd metodele obişnuite [4] de obţinere a funcţiei original $i(t)$ rezultă:

$$i(t) = I\left[\mathrm{e}^{-(\delta-\omega_e)t} - \mathrm{e}^{-(\delta+\omega_e)t}\right] \qquad (4)$$

unde

$$I = \frac{U - U_r}{2\omega_e L} \text{ şi } \omega_e^2 = \delta^2 - \omega_0^2, \text{ cu condiţia } \delta > \omega_0.$$

Trebuie menţionat că în literatura de specialitate există lucrări [5], [6], care iniţiază în domeniul schemelor de impuls de curent prin determinarea analitică a expresiei curentului în circuitul R, L, C şi precizarea condiţiilor în care procesul de descărcare al condensatorului este oscilant amortizat sau aperiodic.

Funcţia $i(t)$ este o funcţie continuă, definită pe domeniul $[0,\infty)$ cu $\lim_{t\to 0} i(t) = 0$ şi $\lim_{t\to\infty} i(t) = 0$, avînd un punct de maximum la timpul $t_f = \frac{1}{2\omega_e} \cdot \ln \frac{\delta+\omega_e}{\delta-\omega_e}$ rezultat din anularea derivatei de ordinul întîi :

$$i'(t) = I\,[-(\delta - \omega_e)\,e^{-(\delta-\omega_e)t} + (\delta + \omega_e)e^{-(\delta+\omega_e)t}]$$

şi un punct de inflexiune la timpul : $t_i = \frac{2}{2\omega_e} \ln \frac{\delta+\omega_e}{\delta-\omega_e} = 2 \cdot t_f$ obţinut din anularea derivatei de ordinul doi :

$$i''(t) = I\,[(\delta - \omega_e)^2\,e^{-(\delta-\omega_e)t} - (\delta + \omega_e)^2\,e^{-(\delta+\omega_e)t}]$$

Astfel, o funcţie de tipul :

$$i(t) = I\,[e^{-(\delta-\omega_e)t} - e^{-(\delta+\omega_e)t}]$$

are reprezentarea grafică similară cu cea din figura 3 care se observă că posedă alura unui impuls de curent de mare amplitudine.

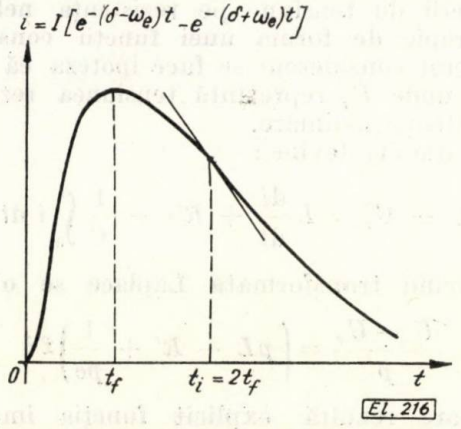


Fig. 3. Reprezentarea grafică a funcţiei $i(t) = I\,[e^{-(\delta-\omega_e)t} - e^{-(\delta+\omega_e)t}]$:
t_i — timpul la care se produce inflexiunea undei.

3. Determinarea parametrică a funcţiei i(t)

Conform CEI unda de impuls de curent este definită în principal de durata frontului t_f, adică timpul în care unda atinge maximumul şi durata semiamplitudinii t_s care reprezintă timpul în care valoarea curentului este egală cu jumătatea valorii maxime, măsurată pe spatele impulsului.

Ideea care stă la baza determinării parametrice a funcţiei $i(t)$ constă în aceea că cele două condiţii pot determina univoc cei doi parametri δ şi ω_e ce intră în structura analitică a lui $i(t)$.

O primă relaţie între δ şi ω_e a fost deja stabilită cînd s-a calculat timpul frontului :

$$t_f = \frac{1}{2\omega_e} \cdot \ln \frac{\delta + \omega_e}{\delta - \omega_e} \tag{5}$$

unde t_f are o valoare impusă.

Valoarea maximă a funcţiei $i(t)$ se obţine înlocuind în relaţia (4) pe t cu t_f :

$$i_{max} = I[e^{-(\delta-\omega_e)t_f} - e^{-(\delta+\omega_e)t_f}]. \tag{6}$$

Pentru un timp $t = \varkappa \cdot t_f$, unde $\varkappa > 1$, corespunde o valoare a funcţiei $i = k \cdot i_{max}$, unde $k < 1$ aşa cum rezultă şi din figura 4.

Astfel, pentru timpul $t = \varkappa \cdot t_f$ se poate scrie valoarea funcţiei :

$$i(\varkappa \cdot t_f) = k \cdot i_{max} = I[e^{-(\delta+\omega_e)\varkappa t_f} - e^{-(\delta+\omega_e)\varkappa t_f}]. \tag{7}$$

Din identitatea $i_{max} = \frac{1}{k}\,(k i_{max})$ în care membrul stîng se exprimă prin relaţia (6) iar cel drept cu relaţia (7) se obţine :

$$I[e^{-(\delta-\omega_e)t_f} - e^{-(\delta+\omega_e)t_f}] = \frac{1}{k} \cdot I \cdot [e^{-(\delta-\omega_e)\cdot\varkappa t_f} - e^{-(\delta+\omega_e)\varkappa t_f}]$$

care pusă sub forma :

$$e^{2\omega_e t_f} - 1 = \frac{1}{k} e^{(\delta+\omega_e)(1-\chi)t_f} \cdot (e^{2\varkappa\omega_e t_f} - 1) \tag{8}$$

reprezintă a doua ecuaţie a sistemului avînd ca necunoscute pe δ şi ω_e, sistem format deci din ecuaţiile (5) şi (8) care se pot pune sub forma convenabilă :

$$\begin{cases} e^{2\omega_e t_f} = \dfrac{\delta t_f + \omega_e t_f}{\delta t_f - \omega_e t_f} \\ e^{2\omega_e t_f} - 1 = \dfrac{1}{k} e^{(\delta t_f + \omega_e t_f)(1-\varkappa)} \cdot (e^{2\varkappa\omega_e t_f} - 1) \end{cases} \tag{9}$$

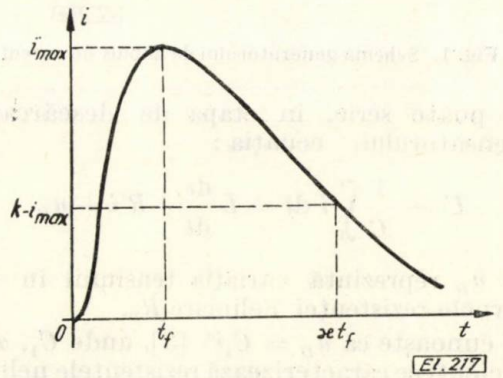


Fig. 4. Reprezentarea grafică a punctelor determinative a funcţiei $i(t)$: (t_f, i_{max}) şi $(\varkappa \cdot t_f, k \cdot i_{max})$.

Analizînd acest sistem se poate constata că intervin numai mărimi relative, explicit sau implicit, la coordonatele punctului de extremum ale funcţiei $i(t)$, iar soluţia lui reprezintă de fapt valorile lui δ şi ω_e pentru care $i(t)$ are maximul la timpul t_f impus şi valoarea $k \cdot i_{\max}$ la timpul $\varkappa \cdot t_f$.

Din acest motiv, sistemul (9) referindu-se la o valoare instantanee bine precizată, pentru exactitatea calculului trebuie luată în considerare şi valoarea instantanee a rezistenţei neliniare corespunzătoare curentului maxim, calculabilă cu relaţia $R_D = \frac{U_r}{i_{\max}}$.

Astfel, parametrul δ capătă valoarea:

$$\delta = \frac{R' + R_D}{2L} = \frac{R}{2L}. \qquad (10)$$

Se remarcă din sistemul (9) că se pot lua ca necunoscute nu ω_e şi δ ci $x = \omega_e \cdot t_f$ şi $y = \delta \cdot t_f$, substituţia prezentînd două însemnate avantaje şi anume: cu aceleaşi valori x şi y se pot determina valorile parametrilor L şi C funcţie de R atît pentru impulsul 8/20 μs cît şi pentru 4/10 μs care sînt caracterizate de aceleaşi constante k şi $\varkappa$, iar pe de altă parte tot cu ajutorul lui x şi y se determină în ce limite pot fi alese valorile capacităţii şi inductivităţii pentru ca unda să se încadreze în limitele de toleranţe admisibile, conform CEI.

Această a doua observaţie prezintă un deosebit interes avînd în vedere că nu întotdeauna există posibilitatea utilizării unor condensatoare în special, dar şi bobine, cu valori riguros egale cu cele rezultate din calcul fie pentru impulsul 8/20 μs fie pentru 4/10 μs.

Prin substituţia $x = \omega_e \cdot t_f$ şi $y = \delta \cdot t_f$ sistemul (9) devine:

$$\begin{cases} e^{2x} = \dfrac{y + x}{y - x} \\ e^{2x} - 1 = \dfrac{1}{k} e^{(x+y)(1-\varkappa)} \cdot (e^{2\varkappa x} - 1) \end{cases} \qquad (11)$$

Exprimînd pe y funcţie de x din prima relaţie şi făcînd substituţia în a doua rezultă ecuaţia:

$$e^{2x} - 1 - \frac{1}{k}(e^{2\varkappa x} - 1) e^{2(1-\varkappa)\frac{x \cdot e^{2x}}{e^{2x}-1}} = 0. \qquad (12)$$

Ecuaţia transcendentă (12) se rezolvă numeric, aflarea lui x şi apoi a lui y dînd posibilitatea determinării lui ω_e şi δ, timpul frontului t_f fiind bine precizat.

Din substituţiile $\frac{R}{L} = 2\delta$, $\frac{1}{LC} = \omega_0^2$ şi $\omega_e^2 = \delta^2 - \omega_0^2$ rezultă valorile capacităţii C şi inductivităţii L ce sînt necesare, funcţie de rezistenţa R a circuitului, pentru asigurarea formei dorite a impulsului $i(t)$.

Calculul tensiunii de încărcare a condensatorului pentru obţinerea curentului maxim necesar se face cu ajutorul relaţiei (6) scrisă sub forma:

$$i_{\max} = \frac{U - U_r}{2\omega_e L}\left[e^{-(y-x)} - e^{-(y+x)}\right] \qquad (13)$$

din care rezultă:

$$U = \frac{2\omega_e}{e^{x-y} - e^{-x-y}} L \cdot i_{\max} + U_r. \qquad (14)$$

Dacă ecuaţia transcendentă (12) nu are o altă soluţie în afară de cea banală $x = 0$, atunci rezultă că condiţiile impuse funcţiei $i(t)$, prin valorile k şi $\varkappa$, nu au un suport fizic.

Dacă pentru timpul frontului t_t şi timpul $\varkappa \cdot t_f$ pe spatele undei, se admit toleranţe aflate în acelaşi raport, adică putîndu-se lua în consideraţie valori cuprinse în domeniul $[t_f - \varepsilon \cdot t_f, t_f + \varepsilon \cdot t_f]$, şi respectiv $[\varkappa \cdot t_f - \varepsilon \cdot \varkappa \cdot t_f, \varkappa t_f + \varepsilon \cdot \varkappa \cdot t_f]$ atunci se pot preciza domeniile în care se pot încadra capacitatea condensatorului şi inductivitatea bobinei pentru asigurarea unui timp al frontului aflat în cîmpul de toleranţe.

Din substituţia $x = \omega_e \cdot t_f$ şi $y = \delta \cdot t_f$ rezultă domeniile pentru ω şi δ:

$$\left[\frac{x}{t_f + \varepsilon t_f}, \frac{x}{t_f - \varepsilon t_f}\right] \text{ şi respectiv } \left[\frac{y}{t_f + \varepsilon t_f}, \frac{y}{t_f - \varepsilon t_f}\right]$$

putîndu-se calcula limitele pentru inductivitatea L şi capacitatea C cu relaţiile:

$$L = \frac{R}{2\delta} \text{ şi } C = \frac{2\delta}{\delta^2 - \omega_e^2} \cdot \frac{1}{R} \qquad (15)$$

înlocuind limitele lui ω_e şi δ.

Întrucît atît L cît şi C au ca parametru rezistenţa R, perechile (L, C) corespunzătoare unui acelaşi timp t_f aflat în limitele impuse, diferă între ele ca valori.

4. Calculul generatorului de impuls de curent de formă 8/20μs

Ca aplicaţie a studiului analitic prezentat în capitolele precedente precum şi pentru desprinderea unor concluzii de ordin cantitativ se prezintă în continuare calculul elementelor generatorului de impuls de curent standard 8/20 μs utilizat după cum s-a mai specificat la determinarea tensiunii reziduale şi a caracteristicii volt-amper a descărcătoarelor cu rezistenţă variabilă.

Rezolvarea pe un calculator numeric a ecuaţiei (12), în care au fost introduse valorile k şi $\varkappa$ corespunzătoare impulsului de curent 8/20 μs, dă ca soluţie, în afară de cea banală, $x = \omega_e \cdot t_f = 0{,}102114$ care înlocuită în prima ecuaţie

a sistemului (11) determină $y = \delta \cdot t_f = 1{,}003473$.

Conform CEI [1], se admit ca limite ale toleranței pentru timpul frontului și semiamplitudinii valoarea de 10%, adică este necesară determinarea parametrilor L, C pentru t_f având valori între 7,2 μs și 8,8 μs.

Tabela 1

t_f,s	ω_e,s^{-1}	δ,s^{-1}
$7{,}2 \times 10^{-6}$	14182,6361	139371,3152
$7{,}3 \times 10^{-6}$	13988,3534	137462,1192
$7{,}4 \times 10^{-6}$	13799,3216	135604,5229
$7{,}5 \times 10^{-6}$	13615,3306	133796,4626
$7{,}6 \times 10^{-6}$	13436,1816	132035,9829
$7{,}7 \times 10^{-6}$	13261,6857	130321,2298
$7{,}8 \times 10^{-6}$	13091,6641	128650,4449
$7{,}9 \times 10^{-6}$	12925,9468	127021,9582
8×10^{-6}	12764,3725	125439,1837
$8{,}1 \times 10^{-6}$	12606,7876	123885,6135
$8{,}2 \times 10^{-6}$	12453,0463	122374,8134
$8{,}3 \times 10^{-6}$	12303,0096	120000,4180
$8{,}4 \times 10^{-6}$	12156,5452	119461,1274
$8{,}5 \times 10^{-6}$	12013,5270	118065,7023
$8{,}6 \times 10^{-6}$	11873,8348	116682,9616
$8{,}7 \times 10^{-6}$	11737,3540	115341,7782
$8{,}8 \times 10^{-6}$	11603,975	114031,0761

În tabela 1 sînt trecute valorile lui ω_e și δ corespunzătoare valorilor discrete ale lui t_f, aflate la diferența de 0,1 μs una de cealaltă, limitate de extremele 7,2 μs și respectiv 8,8 μs.

În figura 5 este redată reprezentarea grafică a dependenței $\delta(t_f)$ și $\omega_e(t_f)$, pentru valori intermediare ale lui t_f față de cele din tabela 1 putîndu-se face extrapolarea.

Pentru fiecare pereche (ω_e, δ) funcție de parametrul R s-au calculat valorile L și C cu relațiile (15) rezultatele fiind trecute în tabela 2 și respectiv 3.

Din reprezentarea grafică redată în figura 6 a dependenței $L(t_f)$ se observă că variația este liniară și că panta caracteristicii crește cu creșterea rezistenței R, spre deosebire de variația capacității C funcție de t_f care tot

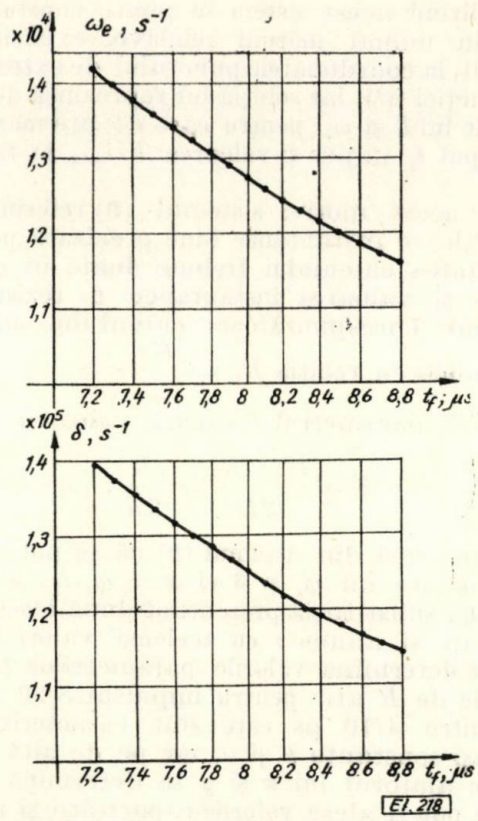


Fig. 5. Reprezentarea grafică a variațiilor ω_e (t_f) și δ (t_f) pentru generatorul de impuls de curent de formă 8/20 μs.

Tabela 2

t_f,s	L,μH						
	$R=1\Omega$	$R=2\Omega$	$R=3\Omega$	$R=4\Omega$	$R=5\Omega$	$R=6\Omega$	$R=7\Omega$
$7{,}2\times10^{-6}$	3,58	7,17	10,76	14,35	17,93	21,52	25,11
$7{,}3\times10^{-6}$	3,63	7,27	10,91	14,54	18,18	21,82	25,46
$7{,}4\times10^{-6}$	3,68	7,37	11,06	14,74	18,43	22,12	25,81
$7{,}5\times10^{-6}$	3,74	7,47	11,21	14,95	18,68	22,42	26,16
$7{,}6\times10^{-6}$	3,79	7,57	11,36	15,15	18,93	22,72	26,65
$7{,}7\times10^{-6}$	3,84	7,67	11,51	15,35	19,18	23,02	26,86
$7{,}8\times10^{-6}$	3,89	7,77	11,66	15,55	19,43	23,32	27,21
$7{,}9\times10^{-6}$	3,94	7,87	11,81	15,75	19,68	23,62	27,56
8×10^{-6}	3,99	7,97	11,96	15,94	19,93	23,92	27,90
$8{,}1\times10^{-6}$	4,04	8,07	12,11	16,14	20,18	24,22	28,25
$8{,}2\times10^{-6}$	4,09	8,17	12,26	16,34	20,43	24,51	28,60
$8{,}3\times10^{-6}$	4,17	8,33	12,50	16,66	20,83	25,00	29,17
$8{,}4\times10^{-6}$	4,19	8,37	12,56	16,74	20,93	25,11	29,30
$8{,}5\times10^{-6}$	4,23	8,47	12,70	16,94	21,17	25,41	29,64
$8{,}6\times10^{-6}$	4,28	8,57	12,86	17,14	21,43	25,71	30,00
$8{,}7\times10^{-6}$	4,33	8,67	13,00	17,34	21,67	26,00	30,34
$8{,}8\times10^{-6}$	4,38	8,77	13,15	17,54	21,92	26,31	30,69

Tabela 3

t_f, s	C, μF						
	R = 1Ω	R = 2Ω	R = 3Ω	R = Ω4	R = 5Ω	R = 6Ω	R = 7Ω
$7{,}2\times10^{-6}$	14,50	7,25	4,83	3,62	2,9	2,41	2,07
$7{,}3\times10^{-6}$	14,70	7,35	4,9	3,67	2,94	2,45	2,1
$7{,}4\times10^{-6}$	14,90	7,45	4,97	3,72	2,98	2,48	2,13
$7{,}5\times10^{-6}$	15,10	7,55	5,03	3,78	3,02	2,52	2,16
$7{,}6\times10^{-6}$	15,30	7,65	5,10	3,83	3,06	2,55	2,18
$7{,}7\times10^{-6}$	15,50	7,75	5,17	3,88	3,10	2,58	2,21
$7{,}8\times10^{-6}$	15,71	7,85	5,24	3,93	3,14	2,62	2,22
$7{,}9\times10^{-6}$	15,91	7,95	5,30	3,98	3,18	2,65	2,27
8×10^{-6}	16,11	8,06	5,37	4,03	3,22	2,69	2,30
$8{,}1\times10^{-6}$	16,31	8,16	5,44	4,08	3,26	2,72	2,33
$8{,}2\times10^{-6}$	16,51	8,26	5,50	4,13	3,30	2,75	2,36
$8{,}3\times10^{-6}$	16,84	8,42	5,61	4,21	3,37	2,81	2,41
$8{,}4\times10^{-6}$	16,92	8,46	5,64	4,23	3,38	2,82	2,42
$8{,}5\times10^{-6}$	17,12	8,56	5,71	4,28	3,42	2,85	2,45
$8{,}6\times10^{-6}$	17,32	8,66	5,77	4,33	3,46	2,89	2,47
$8{,}7\times10^{-6}$	17,52	8,76	5,84	4,38	3,50	2,92	2,50
$8{,}8\times10^{-6}$	17,72	8,86	5,91	4,43	3,54	2,95	2,53

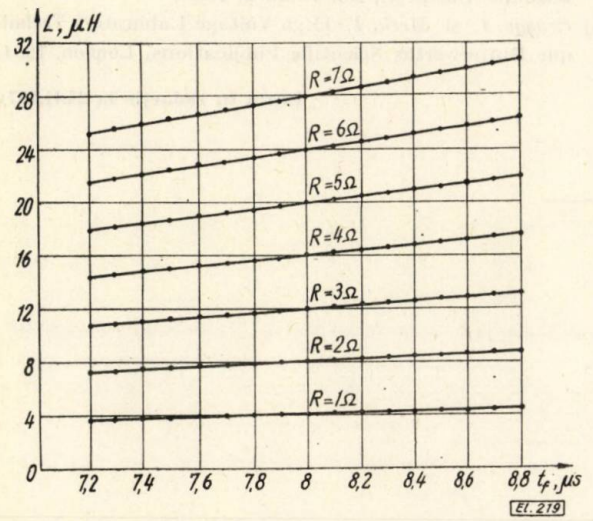


Fig. 6. Reprezentarea grafică a corelației dintre inductivitatea L și t_f pentru asigurarea formei impulsului 8/20 μs.

liniară fiind, conform figurii 7 își scade panta caracteristicii cu creșterea lui R.

Se poate remarca din figura 6 că la valori mici ale rezistenței R, variații mici ale inductivității duc la variații mari ale timpului frontului undei t_f, rezultînd o anumită labilitate a obținerii unui timp al frontului bine precizat Din acest motiv, pentru o creștere a stabilității formei undei de impuls, ar fi necesar din punctul de vedere al inductivității, utilizarea unui circuit cu rezistență cît mai mare.

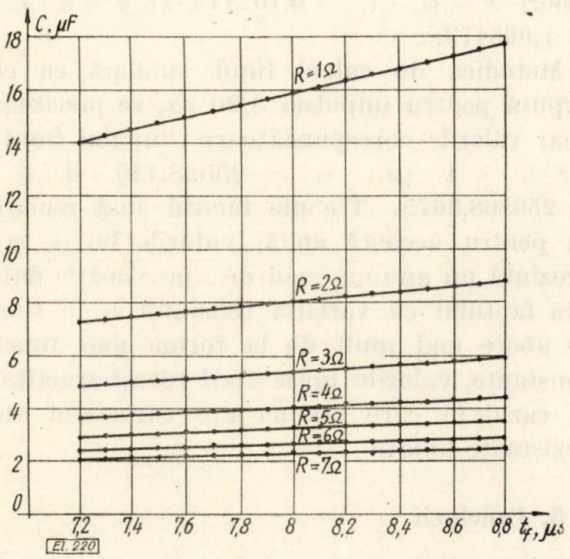


Fig. 7. Reprezentarea grafică a corelației dintre capacitatea C și t_f pentru asigurarea formei impulsului 8/20 μs.

Figura 7 însă, arată că fenomenul se petrece exact invers din punctul de vedere al capacității, stabilitatea undei fiind mai mare pentru rezistențe mici ale circuitului.

Astfel încît trebuie realizat un compromis, în analiza respectivă trebuind să aibe ponderea necesară și faptul că cu creșterea rezistenței circuitului crește și tensiunea de încărcare a condensatorului pentru obținerea aceleiași valori maxime a curentului de impuls.

Pentru exemplificare, se prezintă în figura 8 oscilograma curentului de impuls obținut cu un circuit caracterizat prin $L = 16$ μH, $C = 4$ μF,

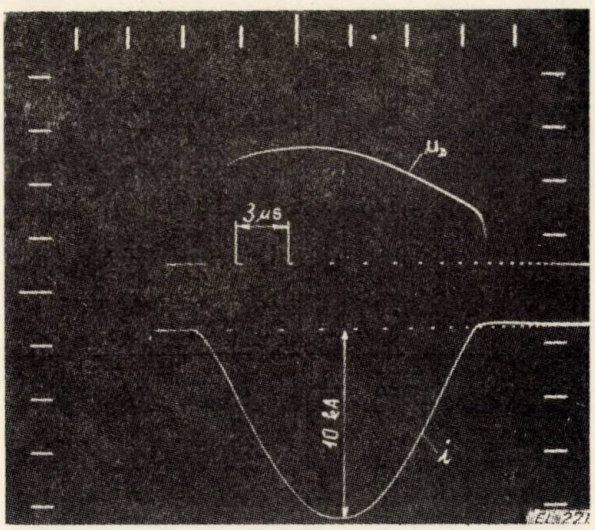


Fig. 8. Oscilograma curentului obținut cu un generator de impuls de curent avînd: $L = 16$μH; $C = 4$μF; $R = 4\,\Omega$

$R = 4\ \Omega$, curentul avînd valoarea maximă de 10 kA.

Pentru unda de impuls de curent de formă 4/10 μs care este caracterizată de aceiași coeficienți k și $\varkappa$ ca și la unda 8/20 μs rezultă aceleași valori $x = \omega_e \cdot t_f = 0{,}102114$ și $y = \delta \cdot t_f = 1{,}003473$.

Metodica de calcul fiind similară cu cea expusă pentru impulsul 8/20 μs, se precizează doar valorile corespunzătoare timpului frontului $t_f = 4$ μs: $\omega_e = 25528{,}745$ și $\delta = 250868{,}3675$. Trebuie făcută însă remarca că pentru această undă, valorile lui ω_e și δ prezintă un anumit grad de aproximație datorită faptului că variația tensiunii u_D în timp, se abate mai mult de la forma unei funcții constante, valorile prezentînd totuși exactitate în cazul în care sarcina are caracterul unei rezistențe liniare.

5. Concluzii

Din studiul analitic efectuat asupra funcției de timp ce se obține din transpunerea matematică a regimului tranzitoriu ce caracterizează generatorul de impuls de curent, rezultă că nu se poate obține orice fel de undă cu un circuit simplu R, L, C.

Afirmația de mai sus se referă în special la faptul că, cu un astfel de circuit nu se poate obține de exemplu o undă rectangulară ce caracterizează solicitările descărcătoarelor în cazul comutației.

Justificarea constă în aceea că pentru valori k și $\varkappa$ corespunzătoare impulsului de curent de mică amplitudine și lungă durată, adică a impulsului rectangular, ecuația (12) nu are soluție.

Un generator de impuls de curent de mare amplitudine, rațional construit, trebuie să îndeplinească condițiile de stabilitate a formei undei, căci așa cum a rezultat din calcule, există domenii ale rezistenței R, pentru care forma undei este labilă, în sensul că mici modificări ale capacității sau inductivității duc la posibilitatea ieșirii din toleranțe a impulsului.

Metodica de calcul prezentată dă posibilitatea determinării domeniilor în care pot lua valori parametrii circuitului, funcție de toleranțele admisibile ale undei.

Bibliografie

[1] International Electrotechnical Comission. Publication 99–1 : Lighting Arresters Second edition 1970.

[2] *Hortopan, G.* Aparate electrice. București, Editura didactică și pedagogică, 1967.

[3] *Sișman, D.* Descărcătoare cu rezistență variabilă de înaltă tensiune. Leningrad, Editura Energia, 1971.

[4] *Cristescu, R.* Matematici superioare. București, Editura didactică și pedagogică, 1963.

[5] *Hortopan, G.* Tehnica impulsului în laboratorul de înaltă tensiune. București, Ed. Tehnică, 1965.

[6] *Craggs, I.* și *Meek, I.* High Voltage Laboratory Technique Butterworths Scientific Publications, London, 1954.

Intrat în redacție la 24.II.1972

REALIZĂRI ÎN INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

Fabricaţia turbogeneratoarelor în R.S.R.

TIBERIU CIUBOTARU şi NICOLAE HERBEI – Bucureşti

CZ 621.313.322 – 81.026.448 :621.312(498)

Scurt istoric

În R.S.R. fabricaţia curentă a turbogeneratoarelor a început în anul 1951 la Uzina de Construcţii de Maşini Reşiţa (U.C.M.R.) cu maşina de 3000 kW, 3000 rot/min.

În perioada 1951 — 1965 au fost asimilate turbogeneratoarele avînd puteri pînă la 12.000 kW., 3000 rot/min.

Toate maşinile avînd puteri pînă la 12.000 kW sînt prevăzute cu răcire indirectă cu aer. Izolaţia barelor stator se execută şi în prezent din bandă de mică impregnată cu bitum.

După anul 1965, prin asimilarea la U.C.M.R. a turbo-generatorului de 60 000 kW, 3000 rot/ /min, a avut loc un salt calitativ reprezentat de introducerea sistemului de răcire cu hidrogen ; răcirea statorului este de tip convenţional, rotorul fiind cu răcire directă, cu captarea şi refularea hidrogenului prin întrefier, cu scurgere diagonală. Ca şi în cazul generatoarelor de mică putere izolaţia barelor stator este constituită din bandă de mică impregnată cu bitum.

Ţinînd seama de mărimea puterilor pe unitate şi puterea totală necesară, prevăzută a fi montată în fiecare an în sistemul energetic, în cincinalele viitoare, s-a ajuns la concluzia că posibilităţile de dezvoltare de la U.C.M.R. sînt insuficiente. Ca urmare a fost creat un nou sector de construcţia turbogeneratoarelor la Uzina de Maşini Grele Bucureşti (U.M.G.B.).

În noul sector al uzinei bucureştene există sau sînt în curs de realizare toate condiţiile necesare pentru fabricarea turbogeneratoarelor cu 2 şi 4 poli avînd puteri unitare pînă la 1.200.000 kW.

În prezent la U.M.G.B. sînt în fabricaţie turbogeneratoarele de 60.000 kW, 160.000 kW şi 330.000 kW.

Faţă de tipul aflat încă în fabricaţie la Reşiţa, generatorul de 60.000 kW asimilat la U.M.G.B. reprezintă o construcţie modernizată.

În capitolele următoare sînt prezentate pe scurt principalele caracteristici funcţionale şi constructive ale generatoarelor de 60.000 kW, 160.000 kW şi 330.000 kW.

Caracteristicile funcţionale.

	TH—60—2	THA—160—2	THA—330—2
— Tipul			
— Puterea activă, kW	60 · 000	160.000	330.000
— Factorul de putere, cos φ	0,8	0,85	0,85
— Puterea aparentă, kVA	75.000	188.235	388.235
— Tensiunea la borne, kV	10,5	15,75	24
— Curentul nominal, A	4.124	6.920	9.337
— Frecvenţa, Hz	50	50	50
— Numărul de faze	3	3	3
— Conexiunea fazelor	Y	Y	Y
— Numărul bornelor scoase	6	6	6
— Raportul de scurt circuit	0,53	0,498	0,5
— Reactanţa sincronă, %	209	210	212
— Reactanţa tranzitorie, %	28	32,6	33
— Reactanţa subtranzitorie, %	18,9	22,2	23,3
— Răcirea rotorului	H2	H2	H2
— Răcirea pachetului de tole	H2	H2	H2
— Răcirea bobinajului statoric	H2	H20	H20
— Sarcina asimetrică admisă			
— în regim permanent	$I_2/I_n \leqslant 8\%$		
— instantanee	$I_2^2 t \leqslant 8$ (la 60 este 15)		

* Ing. *T. Ciubotaru* este şef de birou la U.M.G.B. iar *N. Herbei* este şef de atelier la I.C.P.E.T.

Caracteristici constructive.

Principalele caracteristici constructive ale celor 3 maşini ale căror caracteristici funcţionale au fost prezentate în capitolul precedent, sînt date în cele ce urmează.

Bobinajul stator.

— Atît alternatorul de 60.000 kW cît şi cele de 160.000 şi 330.000 kW au bobinajul stator realizat din bare Roebel, fiecare bară a bobinajului fiind constituită din două bare simple în paralel.

— La maşina de 60.000 kW sistemul de răcire al înfăşurării statorului este de tip convenţional, căldura produsă în bobinaj fiind cedată, prin izolaţie, miezului magnetic şi de acolo mediului de răcire, care este hidrogenul ce circulă în canale radiale.

— Alternatoarele de 160.000 kW şi 330.000 kW au înfăşurările statorului prevăzute cu răcire cu apă, izolaţia barelor avînd numai rol dielectric. Răcirea miezului magnetic se face prin circulaţie de hidrogen în canale radiale.

— Pentru toate cele 3 maşini izolaţia de crestătură şi a capetelor de bobine este de tip ISOTENAX, avînd calităţi cu totul deosebite.

Izolaţia ISOTENAX este de tip continuu şi se realizează prin înfăşurarea pe bară a unei benzi compuse din două ţesături de sticlă foarte subţiri, care servesc drept suport unei hîrtii de mică (SAMICA), ansamblul fiind impregnat cu o răşină epoxidică. Pentru obţinerea înaltelor calităţi ce caracterizează izolaţia ISOTENAX tehnologia prevede mai multe cicluri de tratamente pentru degazare, uscare şi polimerizare.

Calităţile deosebite ale izolaţiei de tip ISOTENAX sînt puse în evidenţă de rezultatele obţinute la încercări :

— variaţia tangentei unghiului de pierderi este de ordinul a $3^0/_{00}$, la o variaţie a tensiunii între 0,2 şi 0,8 *Un* ;

— rigiditatea dielectrică, în kVeff, la 50 Hz, este de 27 pînă la 30 kV/mm ;

Conductibilitatea termică este de 3,3 mW/ /cm² °C.

— Repartiţia judicioasă a solicitărilor electrice în crestătură şi pe capetele de bobine se obţine prin ecranări şi vopsirea barelor cu lacuri conductoare şi semiconductoare antiefluvii.

— Pentru asigurarea unei comportări mecanice corespunzătoare la solicitările pulsatorii de frecvenţă 100 Hz şi la vibraţii, pe partea din crestătură este prevăzută o împănare elastică, atît pe înălţime cît şi pe lăţime.

— O atenţie deosebită a fost acordată consolidării capetelor de bobine, care sînt fixate cu console şi inele din materiale electroizolante şi piese de blocare din fetru-tergal impregnat.

— Pentru reducerea pierderilor suplimentare în zonele frontale, în aceste părţi ale maşinii sînt evitate piesele din materiale feromagnetice, iar intrarea liniilor de cîmp în tolele de capăt şi plăcile de strîngere este limitată prin ecrane de cupru.

Circuitul magnetic.

Circuitul magnetic al statorului este realizat din segmente din tablă cu cristale orientate, gros. 0,35 mm., ceea ce a avut ca efect creşterea randamentului şi reducerea gabaritului. Pentru limitarea efectelor forţelor de atracţie dintre stator şi rotor, circuitul magnetic al statorului este montat pe suspensie elastică. În cazul maşinii de 60.000 kW această măsură nu este necesară.

Bobinajul rotor.

Bobinajul rotor este realizat din conductori profilaţi înfăşuraţi pe cant. Pentru toate cele 3 maşini fabricate în prezent, răcirea înfăşurării rotorului se face direct, cu hidrogen, care se introduce prin canalele prevăzute sub crestăturile bobinate. În conductoare gazul de răcire circulă transversal, prin butoniere, trece apoi prin găurile prevăzute în penele de crestătură şi este refulat în întrefier (fig. 1).

Răcirea capetelor frontale ale bobinelor se realizează printr-un sistem de canale axiale prevăzute în spire, prin care circulă hidrogen. Pe ansamblu, ventilaţia realizată conduce la o repartiţie uniformă a temperaturilor de-a lungul rotorului, fiind ceva mai mici faţă de medie, în zona centrală.

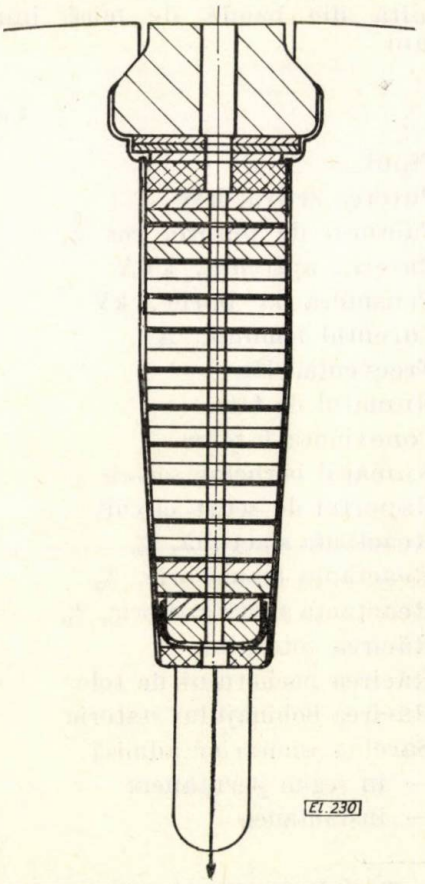


Fig. 1. Secţiune transversală prin crestătura rotorului

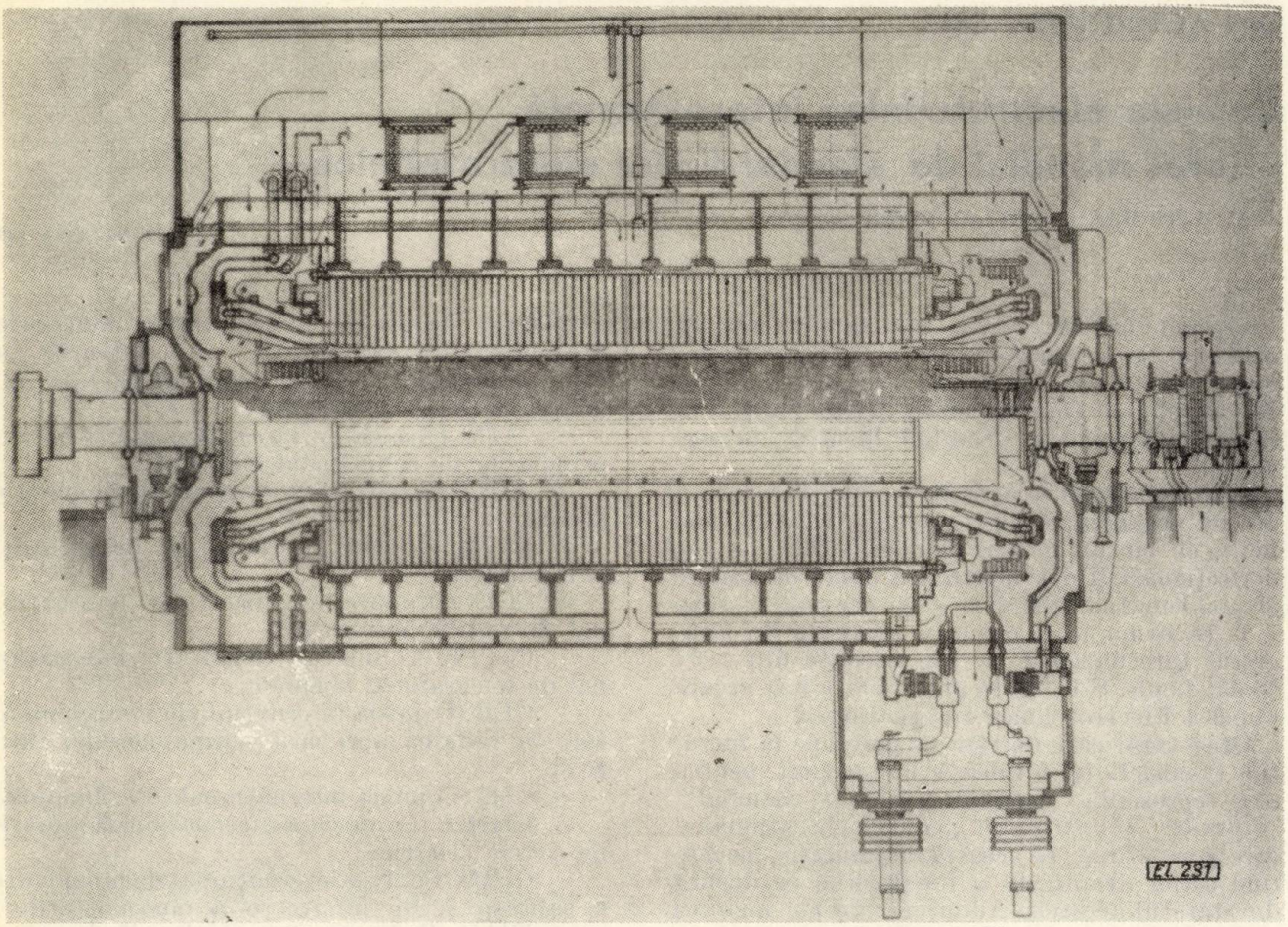


Fig. 2. Secţiune longitudinală prin turbogeneratorul de 330 000 kW.

Bobinajul de amortizare.

Bobinajul de amortizare este format din bare de cupru dispuse în crestăturile principale şi auxiliare, distribuite pe circumferinţa rotorului. Se realizează astfel un bobinaj de amortizare aproximativ uniform repartizat pe cele 2 axe, longitudinală şi transversală. Colivia amortizoare este astfel dimensionată încît asigură o protecţie sigură a penelor de crestătură şi a capetelor împotriva efectelor componentei inverse, ce apare la funcţionarea în regim dezechilibrat.

Rotorul.

Rotorul este realizat dintr-o singură piesă, din oţel forjat, înalt aliat, de mare rezistenţă mecanică, avînd calităţi magnetice corespunzătoare.

Pentru o imagine asupra ansamblului stator-rotor, în figura 2 se dă o secţiune schematică prin maşina de 330.000 kW.

Sistemul de excitaţie.

Pentru maşina de 60.000 kW sistemul de excitaţie este de tip static, prin transformator (fig. 3).

Maşinile de 160.000 kW şi 330.000 kW sînt prevăzute cu sistem de excitaţie cu alternator şi tiristoare (fig. 4).

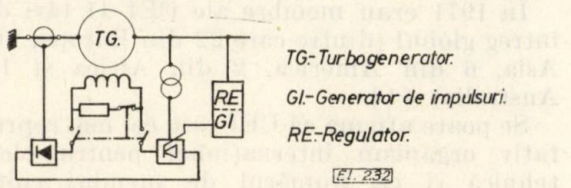


Fig. 3. Schema de excitaţie a generatorului de 60 000 kW

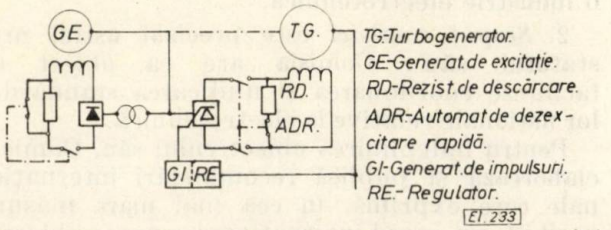


Fig. 4. Schema de excitaţie a generatoarelor de 160 000 kW şi 330 000 kW.

Schemele realizate permit prevederea de magnetizări accelerate, prin utilizarea unei rezistenţe de descărcare.

Posibilităţi de încercare.

Platformele de încercări şi laboratoarele prevăzute la U.M.G.B. vor permite încercarea în uzină a turbogeneratoarelor avînd puteri pînă la 1.200.000 kW.

DIN ACTIVITATEA CEI

Comisia electrotehnică internaţională —forul mondial de standardizare electrotehnică—

JEAN WEISSMAN şi ESTELLA RODIN — Bucureşti

CZ 061.2:621.3 CEI

Credem că nu există electrotehnician cu calificare superioară şi adesea şi cu calificare medie, care să nu ştie despre existenţa Comisiei Electrotehnice Internaţionale (CEI), mulţi dintre ei cunoscînd şi studiind lucrările acestei comisii.

În acest articol se prezintă scopul şi structura acestei organizaţii internaţionale, cu atît mai mult, cu cît an de an, în cadrul CEI, au loc perfecţionări şi dezvoltări, din punct de vedere al problematicii abordate şi al organizării sale.

1. În urma unei rezoluţii adoptate de Congresul Internaţional de Electricitate din 1904 (Saint-Louis, S.U.A.), în anul 1906, a fost creată Comisia Electrotehnică Internaţională.

Orice ţară, care doreşte să participe la lucrările Comisiei, îşi formează un comitet pentru a o reprezenta, denumit „comitet naţional".

Membrii comisiei sînt „comitetele naţionale" care s-au afiliat la această organizaţie, acceptînd astfel drepturile şi îndatoririle ce decurg din statutul acesteia. Admiterea de noi membri se face prin vot.

În 1971 erau membre ale CEI 41 ţări de pe întreg globul (dintre care 22 din Europa, 10 din Asia, 6 din America, 2 din Africa şi 1 din Australia) [1].

Se poate afirma că CEI este cel mai reprezentativ organism internaţional pentru electrotehnică şi că numărul de membri coincide în bună parte cu acela al ţărilor care posedă o industrie electrotehnică.

2. *Scopul comisiei* este precizat astfel prin statutul său: Comisia are ca obiect să faciliteze coordonarea şi unificarea standardelor naţionale relative la electrotehnică.

Pentru îndeplinirea obiectivului său, Comisia elaborează şi publică recomandări internaţionale care exprimă, în cea mai mare măsură posibilă, un acord internaţional asupra subiectelor tratate. Aceste recomandări internaţionale sînt destinate să ajute comitetele naţionale în eforturile lor de a armoniza standardele lor naţionale, cu aceste recomandări, în măsura în care condiţiile naţionale le permit [2].

3. Comisia *cooperează cu diverse alte organizaţii internaţionale*, care se interesează de subiectele pe care ea le studiază.

Această cooperare a căpătat o amploare deosebită, lista organizaţiilor internaţionale cu care conlucrează CEI ajungînd în 1971 la 52. Dintre acestea menţionăm:

— AIE (Asociaţia internaţională a întreprinderilor de echipament electric)
— AIEA (Agenţia internaţională de energie atomică)
— BIPM (Biroul internaţional de greutăţi şi măsurări)
— CCIR (Comitetul consultativ internaţional de radiocomunicaţii)
— CCITT (Comitetul consultativ internaţional de telegrafie şi telefonie)
— CEE (Comisia internaţională de reglementare în vederea aprobării echipamentului electric)
— CIE (Comisia internaţională de iluminat)
— CIGRE (Conferinţa internaţională a marilor reţele electrice)
— CIPQ (Centrul internaţional de promovare a calităţii şi de informare a consumatorilor)
— IFAC (Federaţia internaţională de automatică)
— IFIP (Federaţia internaţională pentru tratarea informaţiilor)
— IIS (Institutul internaţional de sudură)
— IMEKO (Confederaţia internaţională de măsurare)
— IOCU (Organizaţia internaţională a uniunilor de consumatori)
— OIML (Organizaţia internaţională de metrologie legală)
— OIRT (Organizaţia internaţională de radiodifuziune şi televiziune)
— OIT (Organizaţia internaţională a muncii)
— OMS (Organizaţia mondială a sănătăţii)
— UIC (Uniunea internaţională de căi ferate)
— UIE (Uniunea internaţională de electrotermie)
— UIT (Uniunea internaţională de telecomunicaţii)
— UITP (Uniunea internaţională de transporturi publice)
— UNESCO (Organizaţia Naţiunilor Unite pentru educaţie, ştiinţă şi cultură)
— UNIPEDE (Uniunea internaţională a producătorilor şi distribuitorilor de energie electrică)
— WEC (Conferinţa mondială de energie) [1].

În anul 1947, CEI s-a afiliat la ISO (Organizaţia internaţională de standardizare), cu titlul

* Ing. *J. Weissman* este şef de laborator la ICPE şi ing. *E. Rodin* este cercetător principal la acelaşi institut.

de „divizia de electricitate" a acestei organizații, păstrîndu-și autonomia tehnică și financiară. În baza acestui titlu, CEI se bucură de un statut consultativ pe lîngă Consiliul economic și social al Națiunilor Unite.

4. *Organizarea CEI.* Lucrările se efectuează printr-un Consiliu și un Comitet de acțiune, Comitetele de studii și un Birou central.

Comisia este administrată de *Consiliu*, în a cărui componență intră : președintele, foștii președinți (fără drept de vot), președinții comitetelor naționale sau reprezentanții împuterniciți ai acestora, trezorierul și secretarul general (membri din oficiu — fără drept de vot).

Comitetul de acțiune tratează problemele care i-au fost repartizate de către Consiliu. El ia toate dispozițiile pe care le consideră necesare pentru asigurarea bunului mers al lucrărilor tehnice ale Comisiei, dînd cont Consiliului de toate deciziile sale.

Comitetul de acțiune este compus din : președintele Comisiei, foștii președinți (fără drept de vot), 9 președinți de comitete naționale (aleși de către Consiliu) trezorierul și secretarul general (membri din oficiu — fără drept de vot). Președinții de comitete naționale, menționați mai sus, sînt aleși pentru o perioadă de 6 ani, o treime din ei fiind aleși la finele fiecărei perioade de 2 ani.

Președintele Comisiei este ales, cu majoritate simplă, de către comitetele naționale, pe o durată de 3 ani, cu ocazia unei sesiuni a Consiliului sau prin corespondență.

Biroul central cuprinde întregul personal necesar Comisiei, în frunte cu *secretarul general.*

Primul președinte al CEI a fost lordul Kelvin și primul secretar general, Charles Le Maistre, care a rămas în acest post pînă la moartea sa, în 1953.

Din anul 1947, sediul comisiei și al biroului central este la Geneva.

5. *Activitatea Comisiei.* Lucrările Comisiei cuprind aproape toate ramurile electrotehnicii, atît în domeniul curenților tari, cît și al electronicii, al telecomunicațiilor și parțial al energiei nucleare [3].

În mod cu totul general, lucrările se pot împărți în două categorii :

— lucrări care au ca obiect să permită o bună înțelegere între electricienii din întreaga lume, punînd la dispoziția lor mijloacele de exprimare comună: unificarea terminologiei, acordul asupra mărimilor și unităților, asupra simbolurilor și abreviațiilor, stabilirea simbolurilor grafice pentru scheme de instalații ;

— lucrări care tratează standardizarea propriu-zisă a echipamentului electric, implicînd studierea problemelor asupra proprietăților electrice ale materialelor utilizate în construcția electrică, unificarea garanțiilor ce trebuie date pentru anumite materiale, caracteristici, metode de încercare, calitatea, securitatea și dimensiuni care asigură interschimbabilitatea mașinilor și aparatelor electrice, componentelor electronice etc.

6. *Comitetele de studiu* (sau „comitetele tehnice" — potrivit denumirii lor în limba engleză).

Lucrările tehnice ale Comisiei sînt efectuate prin comitetele de studiu. Fiecare comitet tratează un anumit domeniu. Rolul său este de a examina problemele ce se referă la domeniul său de activitate și să prepare concluziile care se supun comitetelor naționale în vederea adoptării lor ca recomandări ale Comisiei. CEI a căutat întotdeauna să fie în pas cu dezvoltarea tehnico-științifică și în același timp ca nomenclatorul de subiecte pe care le studiază să corespundă cît mai mult posibil cu preocupările electrotehnicienilor [4].

Ca o confirmare a celor de mai sus putem menționa, de exemplu, că în perioada 1957—1968 numărul de comitete de studii și subcomitete s-a dublat. Lista comitetelor și a subcomitetelor de studii — reprezentînd nomenclatorul de subiecte tratate de CEI — este în permanentă modificare, astfel încît se crează noi comitete sau subcomitete, altele se modifică sau își încetează activitatea [5], [6].

În 1971 au activat 68 comitete de studiu, precum și 2 comitete speciale : Comitetul internațional special de perturbații radioelectrice — CISPR (cu 3 subcomitete) și Comitetul internațional mixt pentru echipament electric de tracțiune, ai cărui membri sînt reprezentanții CEI, ai constructorilor și ai UIC [1].

Lista comitetelor și subcomitetelor de studii CEI este redată în tabela 1.

Secretariatul fiecărui comitet (sau subcomitet) de studiu este încredințat unui comitet național, care acceptînd această sarcină își asumă răspunderea ca lucrările să fie conduse activ și să facă toate eforturile pentru a se ajunge în mod rapid la concluzii corespunzătoare.

Fiecare comitet (și respectiv subcomitet) de studii își are precizat domeniul său de activitate, conlucrînd cu alte comitete din cadrul CEI, sau cu organizații în afara Comisiei. Evident că atît domeniul cît și legăturile comitetului de studii pot suferi modificări, în funcție de evoluția problemelor studiate.

Comitetul de studii își stabilește programul de lucru și raportează Comitetului de acțiune asupra îndeplinirii și dezvoltării acestui program [7]. În general, comitetul de studiu folosește calea corespondenței, adică așa numitele „documente de lucru". Astfel de documente se elaborează de comitete naționale și secretariatul comitetului de studii. Adesea comitetele de studiu organizează grupe de lucru, care studiază o anumită problemă, sau grupă de probleme și elaborează un prim document de lucru.

În faza finală, după ce materialul în studiu a fost examinat de comitetele naționale, el capătă o redactare la care s-a ținut seama, în măsura maximă posibilă, de observațiile și

Tabela 1

Lista Comitetelor (subcomitetelor) de studiu CEI

Nr. crt.	Nr. comitet/ subcomitet	Denumirea
1	1	Terminologie
2	2	Mașini rotative
	2 A	Turbogeneratoare
	2 B	Dimensiunile mașinilor electrice rotative
	2 C	Clasificarea materialelor izolante
	2 D	Pierderi și randament
	2 F	Dimensiunile periilor de cărbune, port-periilor colectoarelor și inelelor
	2 G	Mărimi ale mașinilor sincrone și ale mașinilor de inducție
	2 H	Grade de protecție ale carcaselor. Metode de răcire
3	3	Simboluri grafice
	3 A	Simboluri grafice pentru scheme
	3 B	Întocmirea schemelor, diagramelor și tabelelor
	3 C	Simboluri grafice folosite pentru echipamente
4	4	Turbine hidraulice
5	5	Turbine cu aburi
6	7	Conductori neizolați din aluminiu
7	8	Tensiuni și curenți nominali. Frecvențe nominale
8	9	Echipament pentru tracțiune electrică
9	10	Dielectrici lichizi și gazoși
	10 A	Uleiuri izolante pe bază de hidrocarburi
	10 B	Lichide dielectrice altele decît uleiuri pe bază de hidrocarburi
	10 C	Dielectrici gazoși
10	12	Radio-comunicații
	12 A	Echipament de recepție radioelectrică
	12 B	Securitate
	12 C	Echipament de emisie radioelectrică
	12 D	Antene
	12 E	Sisteme pentru hiperfrecvențe
11	13	Aparate de măsură
	13 A	Contoare
	13 B	Aparate de măsură indicatoare
	13 C	Aparate de măsură electronice
12	14	Transformatoare de putere
	14 B	Comutatoare de prize de reglaj în sarcină
	14 C	Bobine de inductanță
13	15	Materiale izolante
	15 A	Încercări de scurtă durată
	15 B	Încercări de anduranță
	15 C	Specificații
14	16	Marcarea bornelor și alte semne de identificare
	16 A	Marcarea bornelor mașinilor rotative
15	17	Aparataj
	17 A	Aparataj de înaltă tensiune
	17 B	Aparataj de joasă tensiune
	17 C	Aparataj de înaltă tensiune sub carcasă
	17 D	Ansamble de aparataj de joasă tensiune
16	18	Instalații electrice la bordul navelor
	18 A	Cabluri și instalarea cablurilor
	18 B	Comandă și aparatură
17	20	Cabluri electrice
	20 A	Cabluri de înaltă tensiune
	20 B	Cabluri de joasă tensiune
18	21	Acumulatoare
	21 A	Acumulatoare alcaline
19	22	Echipamente electronice de mare putere
	22 B	Convertizoare cu semiconductori
	22 D	Convertizoare de putere monofazate pt. tracțiune electrică
	22 E	Alimentări stabilizate
	22 F	Convertizoare de înaltă tensiune pt. transmisia în curent continuu
20	23	Aparataj mărunt

continuare tabela 1

	23 A	Țevi de protecție pentru conductori
	23 B	Prize de curent și întreruptoare
	23 C	Prize de curent universale
	23 D	Dulii
	23 E	Întreruptoare și aparataj similar pt. utilizări casnice
	23 F	Dispozitive de conexiune
21	24	Mărimi și unități electrice și magnetice
22	25	Simboluri literale și semne
23	26	Sudură electrică
24	27	Încălzire electrică industrială
25	28	Coordonarea izolației
26	29	Electroacustică
	29 B	Tehnica acustică
	29 C	Dispozitive de măsură
	29 D	Ultrasunete
27	30	Tensiuni foarte înalte
28	31	Echipament electric pentru atmosfere explozive
	3 31 A	Carcase antideflagrante
	31 B	Echipament cu izolant pulverulent
	31 C	Echipament cu siguranță mărită
	31 D	Echipament cu suprapresiune internă
	31 E	Echipament electric imersat în ulei
	31 G	Echipament cu siguranță intrinsecă
	31 H	Echipament destinat a fi utilizat în prezența pulberilor inflamabile
29	32	Siguranțe fuzibile
	32 A	Siguranțe fuzibile de înaltă tensiune
	32 B	Siguranțe fuzibile de joasă tensiune
	32 C	Siguranțe fuzibile miniatură
30	33	Condensatoare de putere
31	34	Lămpi și echipamente asociate
	34 A	Lămpi
	34 B	Socluri și dulii
	34 C	Echipament auxiliar pentru lămpi cu descărcare
	34 D	Corpuri de iluminat
32	35	Pile
33	36	Izolatori
	36 A	Treceri izolante
	36 B	Izolatori pentru linii aeriene
	36 C	Izolatori pentru substații
34	37	Descărcătoare
35	38	Transformatoare de măsură
36	39	Tuburi electronice
	39 A	Tuburi pentru hiperfrecvențe
37	40	Condensatoare și rezistențe pentru echipamente electronice
	40 A	Condensatoare variabile
38	41	Relee electrice
39	42	Tehnica încercărilor de înaltă tensiune
40	43	Ventilatoare electrice
41	44	Echipamentul electric al mașinilor industriale
42	45	Aparatură nucleară
	45 A	Aparatura reactoarelor
	45 B	Aparatură pentru protecție împotriva radiațiilor
43	46	Cabluri, conductoare și ghiduri de unde pentru echipamente de telecomunicații
	46 A	Cabluri pentru frecvențe radioelectrice și accesorii
	46 B	Ghiduri de unde și dispozitive accesorii
	46 C	Cabluri și conductoare pentru frecvențe joase
	46 D	Conectoare pentru cabluri pt. frecvențe radioelectrice
44	47	Dispozitive cu semiconductoare și circuite integrate
	47 A	Circuite integrate
45	48	Componente electromecanice pt. echipamente electronice
	48 A	Suporturi și accesorii pt. dispozitive electronice tip fișă

continuare tabela 1

Nr. crt.	Nr. comitet/ subcomitet	Denumirea
	48 B	Conectoare
	48 C	Intreruptoare
46	49	Dispozitive piezoelectrice pt. comandă și alegerea frecvenței
47	50	Încercări climatice și mecanice
	50 A	Încercări de șoc și vibrații
	50 B	Încercări climatice
48	51	Componente magnetice și ferite
49	52	Circuite imprimate
50	54	Aparate de uz casnic pt. refrigerare și condiționarea aerului
	54 A	Aparate de condiționarea aerului pt. uz casnic și similar
51	55	Conductoare de bobinaj
52	56	Fiabilitatea componentelor și a echipamentelor electronice
53	57	Sisteme de curenți purtători pt. linii de transport de energie
54	58	Metode de măsurare a proprietăților electrice a materialelor metalice
55	59	Performanțe în funcționarea aparatelor electrocasnice
	59 A	Aparate electrice de spălat vesela
	59 B	Mașini de gătit
	59 C	Aparate mici de încălzit
	59 D	Mașini de spălat rufe
	59 E	Mașini de călcat și presat
	59 F	Mașini de curățat dușumele
	59 G	Aparate mici cu motor pentru bucătărie
56	60	Înregistrare
	60 A	Înregistrare sonoră
	60 B	Înregistrare video
	60 C	Material didactic
57	61	Securitatea aparatelor electrocasnice
	61 A	Condiții de securitate electrică a mașinilor de birou
	61 B	Securitatea cuptoarelor de înaltă frecvență de uz casnic
58	62	Echipamente electromedicale
	62 A	Aspecte generale ale aparatelor electrice folosite în practica medicală
	62 B	Aparate cu raze X funcționînd pînă la 400 kV și dispozitive accesorii
	62 C	Echipament de radiații de mare energie și aparate pentru medicina nucleară
	62 D	Aparate electromedicale
59	63	Sisteme de izolație
60	64	Instalații electrice în clădiri
61	65	Sisteme de comandă a proceselor
62	66	Echipament electronic de măsură
	66 A	Generatoare
	66 B	Osciloscoape
	66 C	Punți și aparate cu citire directă
63	67	Echipament de calcul analogic
64	68	Aliaje și oțeluri magnetice
65	69	Vehicule electrice care circulă pe drumuri publice
66	70	Carcase de protecție
67	71	Echipament electric pentru mine de suprafață
68	72	Comanda automată a aparatelor casnice

sugestiile primite. În această formă, ca document „birou central" materialul este supus votului, după „regula de 6 luni". Comitetele naționale trebuie să răspundă, în maximum 6 luni, votînd — eventual cu observații — în favoarea sau împotriva documentului propus. Dacă numărul de voturi favorabile reprezintă majoritatea statutară, propunerea este considerată ca acceptată. În cazul în care o cincime (sau mai mult) dintre comitetele naționale au votat negativ, proiectul este considerat respins.

Atunci cînd documentul este acceptat, însă un număr de voturi pozitive conțin propuneri de modificări față de textul adoptat se ține pe cît posibil seama de aceste propuneri de modificare și se lansează un nou document „birou central", prin care se supun votului numai aceste modificări. Voturile, în acest caz, se dau în maximum 2 luni (procedura de 2 luni), iar rezultatul votului este transmis comitetelor naționale printr-un document „birou central" raport asupra votului.

Menționăm că toate documentele se difuzează comitetelor naționale prin Biroul Central.

Comitetele (și subcomitetele) de studii organizează reuniuni în care se dezbat problemele de studiu, rezultatul raportului de vot și propunerea de publicare, și dezvoltarea programului de lucru. Toate problemele dezbătute sînt consemnate într-un proces-verbal, care se difuzează ulterior tuturor comitetelor naționale.

7. Rezultatele lucrărilor tehnice ale comitetelor de studii, sînt publicate de CEI pe măsura aprobării lor. În general publicațiile CEI sînt recomandări, fiind destinate să servească ca bază pentru standardele naționale ale țărilor membre.

În așteptarea obținerii unui acord suficient asupra unui anumit subiect, în vederea editării unei recomandări, se poate publica un *„raport"* ca o etapă intermediară.

Pînă în prezent, CEI a editat 321 publicații, din care 8 sînt ale CISPR și 10 au un caracter de raport.

Limbile oficiale, utilizate de CEI sînt: engleza, franceza și rusa. Recomandările și rapoartele sînt publicate în limbile engleză și franceză de Biroul Central. Lucrările în limba rusă sînt publicate prin grija comitetului național din U.R.S.S.

Țara noastră este membră a CEI din anul 1927. Relațiile cu această comisie au fost întrerupte datorită celui de al doilea război mondial și au fost restabilite în anul 1956. În anul 1962, reuniunea generală CEI a avut loc la București [8].

În perioada 1964—1967, președintele CEI a fost acad. prof. Remus Răduleț.

Participarea la lucrările CEI, precum și lucrările de armonizare a standardelor noastre cu recomandările acestei comisii, constituie elemente de primă importanță pentru creșterea nivelului calitativ al activității de standardizare și implicit al calității produselor electrotehnice.

Prin articole ulterioare vom prezenta alte aspecte ale activității CEI, cît și ale Comitetului

Electrotehnic Român — comitetul național care asigură participarea țării noastre ca membră activă în această organizație internațională.

Bibliografie

[1] CEI — Annuaire 1971
[2] CEI — Statuts et règles de procédure.
[3] CEI — Rapport d'activité 1970.
[4] *Răduleț, R.* CEI — Reuniunea generală anuală de la New-Delhi 30 oct — 12 nov 1960. În : Electrotehnica, 9, nr. 6, 1961, p. 185—190.
[5] *Răduleț, R.* Reuniunea de la Interlaken a CEI, 18—30 iunie 1961. În : Electrotehnica, 9, nr. 10, 1961, p. 343—346.
[6] *Răduleț, R.* Cea de a 29-a Reuniune generală anuală a CEI, Aix-les-Bains, 19 — 30 mai 1964. În : Electrotehnica, 12, nr. 8, 1964, p. 313—314.
[7] *Răduleț, R. Hortopan, Gh.* și *Ciofu, V.* Din lucrările comitetelor tehnice CEI la Reuniunea 1964 de la Aix-les-Bains. În : Electrotehnica, 12, nr. 11, 1964, p. 438—439.
[8] *Avramescu, A., Răduleț, R.* și *Hortopan, Gh.* Cea de a 27-a Reuniune generală CEI — București, 24 iunie — 7 iulie 1962. În : Electrotehnica, 10, nr. 9, 1962, p. 325—334.

Intrat în redacție la 3.II.1972

REFERATE

CZ 621.3 *Electrotehnică generală*

CZ 621.3.018.7

Jordan, N. Klima, V., Raube, W. și Röder, G. **Despre armonicele cîmpurilor produse parametric.** (Über parametrisch erzeugte Oberfelder). În : ETZ—A, nr. 8, 1971, pag. 451—455, 3 graf., 1 tab.

În legătură cu pierderile suplimentare interesează și armonicele cîmpurilor produse „parametric" adică prin variații periodice, în timp și în spațiu, ale permeanței. Mecanismul fizic al producerii lor și aspectele energetice sînt arătate în cazul cîmpului de saturație prin triplarea unei perechi de poli și a frecvenței din rețea. Cele două cazuri ale producerii armonicelor și anume repartizarea inconstantă a densității lineare de curent de-a lungul circuitului indusului și variația întrefierului efectiv conduc la două categorii de armonice, care însă își produc efectul concomitent. În lucrare se presupune o densitate repartizată sinusoidal de-a lungul circuitului indusului și spre simplificare o variație a permeanței produsă de saturația circuitului magnetic („cîmpuri de saturație"). Se cunoaște că datorită saturației se produc în tolele statorului curenți turbionari de o frecvență triplă față de cea a rețelei. Pentru simplificarea calculului se mai presupune că pierderile produse de acești curenți provin din bobinaje separate ale statorului (una pentru p, cealaltă pentru 3 p perechi de poli). Apoi rotorul este antrenat din afară pentru ca alunecarea s să fie egală cu o, astfel încît atît cîmpul de bază cît și cel de saturație se rotesc sincron cu rotorul, neinducînd curenți în rotor. Îndeplinindu-se condițiunile de mai sus, sînt calculate apoi pe rînd. Cîmpurile întrefierului (produsul dintre permeanță și tensiunea magnetică), ecuațiile tensiunilor și din acestea bilanțul puterii necesare acționării rotorului cu turaj sincron. Se mai demonstrează că 1/3 din pierderile de fier a curenților turbionari cu frecvență triplă (față de frecvența rețelei) este acoperită din rețea iar pierderile în fier ale curenților turbionari cu frecvența rețelei sînt acoperite „transformatoric". În încheiere este dedusă poziția relativă a celor două categorii de unde : cea cu p perechi de poli și cea cu un număr triplu (3 *p*) de perechi de poli.

Gh. C.

CZ 621.3.015.53

Golinski, J. și Nawrat, K. L. **Cercetarea descărcărilor parțiale. Calibrarea sistemelor de verificare.** (Badanie wyladowan niezupelnych. Skalowanie ukladow probierczych). În : Przeglad Elektrotechniczny, 1971, (**XLVII**), nr. 7, p. 301—304, 21 form., 14 ref.

Se tratează metodele de calibrare a aparatelor de măsură a descărcărilor parțiale utilizate în circuitele de detecție. După o analiză a celor mai recente norme, se definesc condițiile a căror îndeplinire permit obținerea unui anumit grad de precizie.

Influența capacităților la pămînt asupra preciziei calibrării ca și al formei și frecvenței impulsului de calibrare asupra preciziei de etalonare, sînt analizate pe larg, rezultînd unele recomandări pentru execuția măsurătorilor. Astfel, pentru eliminarea erorilor incidentale și sistematice ale măsurării, se recomandă aplicarea calibrării indirecte și utilizarea unor impulsuri dreptunghiulare pentru calibrare. De asemenea, pentru obiecte de mică capacitate $C_a < 200$ pF, trebuie utilizate generatoare cu o capacitate mică față de pămînt.

Fl. T.

CZ 621.311 *Instalații de alimentare cu energie electrică*

CZ 621.311.442.026 :669.713.72

Glas, W. **Instalații redresoare moderne de mare putere pentru industria aluminiului.** (Moderne Hochleistungs — Gleichrichteranlagen für die Aluminiumindustrie). În : Techn. Mitt AEG-Telefunken **61**, nr. 5, 1971, p. 281—283.

Se prezintă două instalații de mare putere realizate recent, care pot fi considerate tipice pentru redresoarele moderne de alimentare a băilor de electroliză pentru producerea aluminiului. Pentru grupurile redresoare de peste 20 KA s-au impus ansamblurile redresoare răcite cu apă. Diodele și siguranțele ultrarapide sînt montate pe bare de aluminiu străbătute de apa de răcire deionizată care circulă în circuit închis. Barele de răcire, ce se găsesc la potențiale diferite, sînt legate prin tuburi de plastic iar căldura este evacuată din instalație prin intermediul unui schimbător de căldură alimentat cu apă de la robinet.

Puterile mari ce caracterizează instalațiile moderne de redresare folosite în industria aluminiului (instalația descrisă furnizează 2 × 176 kA la 950 V c.c) pun problema alimentării directe la rețeaua de 110 kV sau la tensiuni eventual chiar mai mari. Din considerente economice este în acest caz indicată reducerea la minimum a numărului aparatelor de comutare pe partea de înaltă tensiune și deci reducerea numărului de grupuri redresoare. Economiile realizate la aparatajul de înaltă tensiune, la spațiul ocupat, precum și reducerea costurilor specifice, odată cu creșterea puterii redresate pe grup, pot face soluția cu număr mic de grupuri redresoare (sub 4) preferabilă celei clasice în care se folosesc mai multe grupuri redresoare pentru ca instalația (dimensionată să poată da întreaga putere și numai cu n-1 grupuri), să fie cît mai puțin supradimensionată.

O. L.

CZ 621.313 *Maşini electrice*

CZ 621.313.333.2.045.37.001.2

Mc Cormick, M., Kuale, P. A. şi Foster, K.A. **Proiectarea înfăşurării fazei auxiliare pentru pornirea cu ajutorul unei rezistenţe a micromotorului asincron monofazat.** (Design of auxiliary phase windings for resistance-start splitphase fracţional — horsepower induction motors). În: Proceedings IEE, vol. 118, nr. 12, dec. 1971, p. 1755—1758, 3 fig., 3 ref. bibl.

În lucrare se prezintă o nouă metodă de proiectare a fazei auxiliare a micromotorului monofazat asincron pornit prin rezistenţă, motor pentru care faza principală s-a presupus adecvat proiectată, iar factorii de distribuţie pentru ambele înfăşurări adoptate anterior. Din condiţia de obţinere a unui cuplu de pornire impus se determină numărul necesar de spire, precum şi rezistenţa totală a fazei respective cu rezistor exterior sau spire neinductive. Un program corespunzător este astfel realizat şi se prezintă un exemplu numeric pentru un motor de 200 W, 240 V, 2 p = 2.

Metodica propusă, avînd ca variabilă principală raportul dintre rezistenţa şi reactanţa de pornire a fazei auxiliare permite o scurtare a timpului necesar de proiectare faţă de metodele ce utilizează sistemele de „încercare şi eroare" şi permite de la bun început adoptarea unei variante optime.

R. M.

CZ 621.314.2 *Transformatoare*

CZ 621.314.21.027

Gurin, V. V. ş.a. **Descărcări parţiale în izolaţia transformatoarelor de înaltă tensiune.** (Ciasticinîe razriadî v izolaţii vîscovoltnîh transformatorov) În: Electricestvo, nr. 3, 1971, p. 20—25, 5 fig., 2 tab., 12 ref.

Măsura descărcărilor parţiale în izolaţia transformatoarelor mari, poate furniza o serie de informaţii asupra unor defecte în izolaţie, ca şi evoluţia lor în timp. Spre deosebire însă de alte echipamente la care măsurarea este mai simplă în cazul transformatoarelor — datorită atenuării impulsului produs de o descărcare şi care se transmite pe înfăşurare — este mai dificilă, motiv pentru care nu există încă norme stabilite privind mărimile parametrilor ce caracterizează limitele admisibile sau cele periculoase.

Se prezintă experienţa laboratorului de cercetări de la Fabrica de transformatoare de la Zaporoj, schemele utilizate şi unele recomandări privind alegerea elementelor constructive acesteia, ecranarea. Dintre rezultatele mai interesante, menţionăm:

— existenţa unui ciclu de histerezis al descărcărilor parţiale în sensul că valorile obţinute la creşterea şi descreşterea tensiunii ce dispun după o asemenea curbă; alura acestuia este funcţie şi de perioada, după care se repetă probele;

— pentru măsura descărcărilor parţiale în transformatoare se recomandă montarea sa ca în exploatare, întrucît există diferenţe între aplicarea tensiunii de încercare pe o fază sau în trifazat;

Tipul transformatorului	Nivelul admisibil al DP (coulombi)		
	Tensiunea maximă nominală U_m (kV)	1,5 U_m (kV)	Tesiunea de încercare U_{inc} (kV)
35 KV (fără gabarit IV)	5.10^{-9}	10^{-8}	10^{-7}
35—110 KV	10^{-9}	10^{-8}	5.10^{-8}

— pentru transformatoarele de 35—110 kV, experienţa fabricii în problema măsurării descărcărilor parţiale a condus la recomandarea valorilor admisibile din tabela prezentată.

Există însă insuficiente date certe pentru a propune aceste valori în norme naţionale, întrucît unele experimentări au arătat că nivelele admisibile se pot schimba funcţie de tipul transformatorului;

— încercările transformatoarelor pentru măsurarea descărcărilor parţiale se recomandă ca tip pentru tensiunile 35—220 kV şi de tip şi de control, pentru transformatoare mai mari de 330 kV.

Fl. T.

CZ 621.314.22.08

Pieper, M. şi Vorwerk, H. I. **Supratensiuni de manevră pentru controlul transformatoarelor de măsură şi de putere, din punct de vedere al ionizării.** (Surtensions de manoeuvre pour le controle des transformateurs de mesure et de puissance quant à l'ionisation). În: Revue Brown Boveri, 1971, nr. 6, p. 196—200, 6 fig., 6 ref.

În ultimii ani opinia specialiştilor este tot mai fermă în ceea ce priveşte găsirea unor metode de încercări mai reale, mai apropiate de condiţiile normale de funcţionare ale transformatoarelor. Una din încercările care par a suferi în viitor unele modificări este „clasica" încercare a izolaţiei de „un minut" la o valoare prescrisă a tensiunii de frecvenţă industrială prescrisă.

Arătînd că aplicarea unei tensiuni de încercare multiplu al tensiunii normale de funcţionare poate crea „ab initio". defecte în izolaţie, autorii propun o nouă schemă de încercare bazată pe aplicarea unei supratensiuni pe o tensiune de frecvenţă industrială cu puţin superioară tensiunii nominale (1,2—1,8 U_N). Urmărind nivelul descărcărilor parţiale ce se stabilesc în obiectul de încercare şi evoluţia în timp (sub supratensiuni de manevră, sau sub tensiunea de încercare de frecvenţă industrială), se pot face aprecieri asupra stării izolaţiei echipamentului şi a evoluţiei viitoate. Se reprezintă rezultatele experimentale obţinute şi unele date concrete privind realizarea schemei de încercare şi a valorilor de ales pentru tensiunile de încercare.

Fl. T.

CZ 621.319 *Condensatoare*

CZ 621.319.4

Stogbauer, R. **Condensatoare de mare energie pentru prelucrarea metalelor, prin descărcare instantanee.** (Hochenergie-Kondensatoren für Metallumformung durch Stossentladung). În: Elektrische Ausrüstung 1971, nr. 4, p. 24—26.

Literatura de specialitate menţionează tot mai frecvent posibilitatea de prelucrare a metalelor utilizînd exploziile sau deformările electromagnetice. Pentru obţinerea energiei necesare realizării acestor deformări, se utilizează baterii de condensatoare de construcţie specială, capabile de a funcţiona în acest regim.

Tehnica prezentată în lucrare îşi găseşte o largă aplicare în procesele de ambutisare adîncă, lărgire, procesele de îmbinare, placare şi nituire ca şi în cele de separare (tăiere, ştanţare, frezare). Se dau elemente de proiectare a condensatoarelor care în final trebuie să asigure densitate mare de energie, inductivitate mică, rezistenţa interioară redusă, mare fiabilitate. O analiză de variante constructive se face funcţie de destinaţia şi gradul de complexitate al instalaţiei.

Fl. T.

CRONICĂ

Tîrgul de primăvară de la Leipzig — 1972

Oraşul tîrgurilor — Leipzig — metropola comercială a Republicii Democrate Germane a găzduit între 12 şi 21 martie a.c. tradiţionala ediţie de primăvară a Tîrgului internaţional din acest an. Şedinţa festivă de inaugurare a acestei ediţii a avut loc sîmbătă 11 martie a.c. la care au participat numeroase delegaţii oficiale printre care şi delegeţia guvernamentală română, condusă de Mihai Marinescu, vicepreşedinte al Consiliului de Miniştri.

La această ediţie de primăvară a Tîrgului internaţional de la Leipzig au participat 9 225 expozanţi din 60 de ţări, dintre care 13 ţări socialiste; 21 de ţări în curs de dezvoltare au participat prin expoziţii colective, birouri şi expoziţii pe ramuri; 2500 de producători din 16 ţări capitaliste au expus şi în acest an la Leipzig, printre care, cei mai de seamă sînt Franţa, Italia, R. F. a Germaniei, Japonia, Belgia, Austria, Suedia, Finlanda, Marea Britanie etc. Au participat, printre altele, 6 unităţi industriale şi asociaţii economice franceze, printre care numai Uniunea industriei electrotehnice reprezintă circa 1500 de întreprinderi. Dintre expozanţii de peste hotare, Republica Federală a Germaniei a deţinut cea mai mare suprafaţă, 21500 m².

Ţările capitaliste folosesc acest prilej pentru dezvoltarea relaţiilor şi comerţului cu ţările socialiste. De asemenea, guverne şi cercuri economice ale ţărilor Asiei, Africii şi Americii Latine consideră tîrgurile de la Leipzig drept un prilej favorabil pentru stabilirea contactelor cu statele socialiste şi pentru prezentarea realizărilor lor economice în continuă creştere, în faţa unui public larg.

Printre vizitatorii tîrgului sosiţi din peste 80 de ţări ale lumii, pe lîngă oameni de afaceri, a participat un mare număr de savanţi, ingineri şi tehnicieni, ceea ce conferă Tîrgului de la Leipzig în măsură tot mai mare, caracterul unui loc de întîlniri internaţionale ale experţilor.

Ţara noastră a marcat în acest an a 39-a participare la Tîrgul internaţional de la Leipzig, ocupînd o suprafaţă de 2510 m², cu 50% mai mare faţă de ediţia din primăvara anului trecut. Principalele exponate ale ofertei româneşti au fost din următoarele ramuri: maşini-unelte, electrotehnică, electronică, tehnica telecomunicaţiilor, metalurgie precum şi maşini agricole şi de construcţii. Pavilionul 18 a găzduit oferta română de produse ale electrotehnicii, tehnicii automatizării, tehnicii, telecomunicaţiilor, tehnicii curenţilor tari, printre care motoare electrice, întreruptoare, transformatoare de măsură, tuburi electronice, semiconductoare, aparataj de joasă tensiune, aparate automate telefonice interurbane, cabluri şi materiale conductoare.

Pe suprafaţa neacoperită a expoziţiei, ţara noastră a prezentat o instalaţie de foraj, tractoare, un vagon de marfă deschis, pe patru osii, un vagon de cale ferată pentru transportul de ciment precum şi locomotiva Diesel tip LDE 2100.

Oferta lărgită a României la ediţia de primăvară a tîrgului de la Leipzig, orientată spre principalele ramuri ale progresului tehnico-ştiinţific, oglindeşte nivelul sporit al economiei naţionale şi dezvoltarea continuă a relaţiilor economice cu R.D.G.

Potrivit modificărilor aduse profilului tîrgurilor de la Leipzig, în primăvara acestui an, prin concentrarea expozanţilor, a ramurilor şi suprafeţelor de expunere, s-au creat patru mari complexe pe ramuri, dintre care trebuie să menţionăm ramura tehnicii automatizării, electronicii şi electrotehnicii în cadrul căreia s-au concentrat, pe o suprafaţă de 34 000 m², întreprinderi de export din 23 de ţări. Dintre acestea amintim: întreprinderile de comerţ exterior sovietice Maşprinborintorg, Elektroenergtehnika şi Raznoimport; întreprinderea de comerţ exterior Elektrotechn'k Export-Import şi VEB Carl Zeiss Jena din R.D.G.; întreprinderile de comerţ exterior Kovo şi Merkuria din R.S.C.; Elektrim şi Metronex din Polonia ca şi Metrimpex şi Transelektro din Ungaria. În afară de acestea, mai sînt reprezentate: Uniunea industriei electrotehnice şi electronice din Franţa şi cel mai mare concern francez din acest sector — Compagne Générale d'Electricité; A.C.E.C. din Belgia; Siemens, Bosch şi AEG/Telefunken din R.F.G.; ASEA din Suedia cît şi Ataka şi Nichimen din Japonia.

Ţara gazdă — Republica Democrată Germană — a fost reprezentată pe o suprafaţă de aproximativ 240000 m², de peste 4000 de întreprinderi producătoare şi de comerţ exterior, cu o bogată gamă de produse pentru export din toate ramurile tehnicii şi ale industriei bunurilor de larg consum.

Printre numeroasele realizări noi şi perfecţionate din ramurile industriale principale ale R.D.G. menţionăm: vagoane de călători pentru distanţe mari, adaptate condiţiilor specifice ale căilor ferate sovietice; un tip nou al unei maşini de miezuit pentru turnătorii; aparate periferice de prelucrare a datelor pentru sistemul unitar al tehnicii electronice de calcul; instalaţii de comandă pentru dirijarea proceselor tehnologice; instalaţii de comandă cu ajutorul ordinatoarelor pentru maşini-unelte, prezentate pentru prima oară; sisteme de aparate pentru încercarea automată a aparatelor de înaltă tensiune; instalaţii de un înalt randament pentru izolarea maselor plastice, folosite pentru liniile telefonice; combina E 512 cu comandă automată de direcţie (prezentată pentru prima dată pe piaţă).

Aceste produse fac parte din programul de fabricaţie al unor firme din R.D.G. cu renume mondial în domeniul electrotehnic şi electronic.

Dintre aceste firme amintim în continuare pe cele mai importante:

— *Kombinat VEB Lokomotivbau-Elektrotechnische Werke*, livrează, în afară de locomotive şi trenuri electrice, cuptoare de topire prin inducţie, baterii electrice, materiale electroizolante, condensatoare şi diferite sisteme şi instalaţii automatizate pentru industria electrotehnică;

— *Kombinat VEB Keramsiche Werke Hermsdorf* — produce materiale ceramice necesare pentru industria electrotehnică, electronică, chimică şi constructoare de maşini cum ar fi izolatoare, elemente constructive electronice pentru radio, televiziune, prelucrarea datelor, tehnica informaţiilor etc.;

— *VEB Kombinat ZENTRONIK* — produce maşini de contabilizat microcalculatoare electronice, maşini de scris, de desenat, de calculat etc.;

— *VEB Kombinat ROBOTRON* — cu sisteme electronice şi instalaţii de prelucrarea datelor, maşini de birou etc.

Produsele reprezentative ale acestor firme au completat tabloul, exponatelor prezentate de Republica Democrată Germană la ediţia de primăvară a Tîrgului de la Leipzig din acest an.

Oferind o imagine clară a realizărilor obţinute în dezvoltarea lor economică de ţările participante, această ediţie a tîrgului, ca, de altfel, toate manifestările internaţionale de acest gen, a contribuit la dezvoltarea şi întărirea relaţiilor dintre toate ţările lumii.

Ing. *Maria Constantin*

1823

CONTENTS

DC 621.3.014.31.001.25 : 621.3.064.3

Sasu Mimi : **Electric arc modelling based on Mayr and Cassie equations.**

Electrotehnica **20**, No. 6, june 1972, p 201–207

The non-linear differential Cassie and Mayr equations are used to describe the dynamic behaviour of the electric arc. Analogous computer modelling of these equations permits to record the time variation in arc voltage and resistance as well as the dynamic characteristic of the arc when a sinusoidal alternating current is run through it. A high number of different resolutions of Mayr and Cassie equations supply information on several characteristic variables of the electric arc.

DC 621.315.623/624.015.34 : 519.24

Avramescu, A. and *Adămuț, I.* : **Statistical determination of holding voltage and flashover at pulse testing voltage of insulators.**

Electrotehnica **20**, No. 6, june 1972, p. 207–217

Studying the results of own experiments as well as those supplied by specialist literature, the authors analyse the probability of obtaining the holding voltage of insulators, showing that present standards do not secure the equal odds required by selection laws for each unit.

The paper further analyses the influence of the testing laboratory characteristics on the emergence probability of a partial flashover voltage, the sigmoid and the factors that determine ar influence its from and the distributions that may accurately represent the flashover process in pulse voltage.

DC 621.317.716.027.7.001.25

Hortopan, G., Hortopan Viorica, Titz, G. und *Pavelescu, D.* : **Dimensioning criteria for co-axial shunts.**

Electrotehnica, **20**, No. 6, june 1972, p. 218–224

Building of co-axial shunts implies a set of problems : thermal stress in continuous and short time regime ; electrodynamic stresses ; responding time ; adjustment ; secondary interference. The authors present the way they resolved these problems when they had to build a series of permanent regime shunts, supplying oscillograms and photographs of the shunts achieved.

DC 621.319.53.014.332 : 621.317.333.83

Arabadji, P. : **Contributions to the study of high amplitude pulse generators.**

Electrotehnica, **20**, No. 6, june 1972, p. 224–230

The paper provides the determination and analytical study of the time function that represents the variations of current (generated according to a standard pattern) by pulse generators, outlining the limits within which the circuit parameters may mave so that the wave shauld confine itself within permissible deviations.

The authors presents the pulse pattern stability conditious for slight variations in the circuit parameters.

ELECTRICAL ENGINEERING ACHIEVEMENTS

DC 621.313.322–81.026.448 : 621.312 (498)

Ciobotaru, T., and *Herbei, N.* : **Turbogenerator production in the Socialist Republic of Romania.**

Electrotehnica **20**, No. 6, june 1972, p. 231–233

NEWS FROM THE C.E.I

DC 061.3 : 621.3. CEI

Weissman, V., and *Rodin, E.* : **The „International Electrotechnical Commission" — world electrical engineering standardization body.**

Electrotehnica **20**, No. 6, june 1972, p. 234–238

RAPORTS 238–240
CHRONICLE 240

S O M M A I R E

CD 621.3.014.31.001.25 : 621.3.064.3
Sasu Mimi : **Le modélage analogique de l'arc électrique, basé sur les équations de Mayr et de Cassie**
Electrotehnica **20**, No. 6, juin 1972, p. 201–207

Pour décrire le comportement dynamique de l'arc électrique d'interruption, on a considéré les équations différentielles non-linéaires de Cassie et Mayr. Le modélage de ces équations sur un calculateur analogique a permis l'enregistrement de la variation avec le temps, de la tension et de la résistance de l'arc, ainsi que la variation de la caractéristique dynamique de l'arc, dans les conditions lorsque l'on doit imposer un courant alternatif sinusoidal qui passe à travers l'arc. Le fait que l'on a solutionné les équations de Mayr et de Cassie en un grand nombre de variantes, a permis d'obtenir des informations concernant quelques valeurs caractéristiques de l'arc électrique d'interruption.

CD 621.315.623/624.015.34 : 519.24
Avramescu, A. et *Adămuf, I.* : **L'établissement statistique des tensions de maintien et pour contourner, lors de l'impulsion des izolateurs.**
Electrotehnica **20**, no. 6, juin 1972, p. 107–217

On analyse, basé sur les résultats obtenus à la suite des expérimentations propres aux auteurs ou bien indiquées dans la littérature de spécialité, la probabilité selon laquelle on peut obtenir la tension de maintien des isolateurs. On démontre que les normes actuelles n'assurent pas la condition de chance égale requise par les lois de la sélection pour chaque échantillon.

On analyse aussi l'influence des caractéristiques du laboratoire d'essais sur la probabilité d'apparition d'une tension de contour partielle, la courbe sigmoïde et les facteurs qui determinent ou bien qui influencent sa forme ainsi que les distributions qui représentent correctement le processus des contournages lors de l'impulsion de tension.

CD 621.317.716.027.7.001.25
Hortopan, G., Hortopan Viorica, Titz, G. et Pavelescu, D. : **Les critères pour l'établissement des dimensions des shunts coaxiaux.**
Electrotehnica **20**, no. 6, juin 1972, p. 218–224

La construction des shunts coaxiaux implique des problèmes de : sollicitation thermiques en regime permanent et de courte durée ; sollicitations électrodynamiques ; durée de la réponse ; adaptation ; influences parasites secondaires. On montre la façon dont les auteurs ont solutionné ces problèmes à l'occasion de la construction d'une série de shunts destinés à fonctionner en régime permanent. On présente des oscillogrammes et des photos des shunts réalisés.

CD 621.319.53 : 614.332 : 621.317.333.83
Arabadji, P. : **Contributions à l'étude du générateur d'impulsions de courant de grande amplitude.**
Electrotehnica **20**, no. 6, juin 1972, p. 224–230

L'étude à comme but la détermination et l'étude analytique de la fonction de temps, représentative pour la variation du courant généré, selon une forme standardisée, par le générateur d'impulsions de courant, ainsi que de préciser les limites entre lesquelles les paramètres du circuit peuvent atteindre des valeurs permettant que l'onde soit encadrée dans les tolérances admissibles. On présente, en même temps, les conditions de stabilité de la forme de l'impulsion au cours des petites variations des paramètres du circuit.

REALISATIONS DE L'INDUSTRIE ELECTROTECHNIQUE
CD 621.313.322–81.026.448 : 621.312(498)
Ciubotaru, T. et *Herbei, N.* : **La fabrication des turbogénérateurs dans la République Socialiste Roumaine.**
Electrotehnica **20**, no. 6, juin 1972, p. 231–233

De l'activité du C.E.I.
CD 061.3 : 621.3 CEI
Seissman, J., et *Rodin, E.* : **La Comission Electrotechnique Internationale — for mondial de la standardisation électrotechnique.**
Electrotehnica **20**, no. 6, juin 1972, p. 234–238

RÉFÉRATS 238–240
CHRONIQUE 240

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.313. MASINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU SI ALTERNATIV. GENERATOARE . MOTOARE.

CZ 621.313.

Schetelig, H. şi *Weppler, R.* **Motoare trifazate cu rotor în cuşcă cu număr de poli variabili cu înfăşurare PAM.** In : Elektrotech. Z (ETZ—A) **92**, nr. 10 1971, p. 576—579, 4 fig., 2 tabl., 4 ref. bibl.

CZ 621.313.13

Neundorf, H. **Anumite probleme ale calculului şi caracteristicilor de lucru ale motoarelor pas cu pas rapide.** In :Elektric **25**, nr. 12, 1971, p. 455—456, 3 fig.

CZ 621.313.13.133.3

Nitschke, E. **Puncte de vedere asupra proiectării motoarelor pas cu pas reactive cu stator multiplu.** In : Electric **25**, nr. 12, 1971, p. 457—458, 4 fig. 3 ref. bibl.

CZ 621.313.13.181.48.621.3.016.1.

Bertinov I. A., Varley V. V. şi *Farbovski, A. A.* **Cuplul electromagnetic al motorului cu rotor în formă de disc.** In : Elektricestvo nr. 12, 1971, p. 48—53, 4 fig., 2 tabl.

CZ 621.314. TRANSFPRMAREA ENERGIEI ELECTRICE. TRANSFORMATOARE. CONVERTIZOARE. REDRESOARE. COMUTATRICE.

CZ 621.314.

Althoff F. D. **Cercetări în domeniul disjunctorilor sub vid pentru curenţi mari.** In : Elektrotech. Z (ETZ-A) **92**, nr. 9 1971, p. 538—543, 5 fig. 1 tabl., 41 ref. bibl.

CZ 621.314

Kraus K. **Analiza unei punţi Wheaston cu termistori** In : Elektrotechnische Zeit (ETZ-A) **92**, nr. 10, 1971, p. 582—585, 3 fig., 3 tabl., 1 ref. bibl.

CZ 621.314

Kreuth, H. P. **Analiza maşinilor convertizoare cu ajutorul transformării „Z".** In : Elektrotech. Z, **92** nr. 10, 1971, p. 580—581.

CZ 621.314.1 : 621.3.014.2 : 62—83

Ostrerov, M. V. şi *Golts, E. M.* **Studiul dispozitivelor de comutare artificială a tiristoarelor pentru motoare de curent continuu cu convertori de lăţime a impulsului.** In : Elektricestvo nr. 12 (1971, p. 66—73, 6 fig., 2 tabl. 9 ref. bibl.

CZ 621.314.21.013

Boronin M.V., Demirchian S. K. şi *Ogorelkov I. B.* **Metodă de modelare şi unele rezultate ale studiului cîmpului magnetic tridimensional al unui transformator.** In : Elektricestvo nr. 12, 1971, p. 28—33, 3 fig., 9 ref. bibl.

CZ 621.314.21.015.3.048

Kaplan, A. D. Lokhamin, K. A. şi *Morozovo, I. T.* **Caracteristica volt-secundă a izolaţiei principale a transformatoarelor de putere.** In : Elektricestvo nr. 12, 1971, p. 37—42, 3 fig. 2 ref. bibl.

CZ 621.314.21.019.34

Tufanov, A. V. **Caracteristicile siguranţei în exploatare a transformatoarelor de 110 kV.** In : Elektricestvo nr. 12, 1971, p. 33—37,7 fig. 8 ref. bibl.

CZ 621.314.572

Zabredin, S. Iu. **Invertor de tensiune autonom reglabil într-un domeniu larg de frecvenţe.** In : Elektricestvo nr. 12, 1971, p. 57—61, 4 fig., 8 ref. bibl.

CZ 621. 315 TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLE. CONDUCTOARE. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAŢII

CZ 621. 315

Busch, K. **Consideraţii asupra producerii descărcărilor superficiale în timpul încărcării la străpungere a probelor de izolaţii în formă de plăci.** In : Elektrotech Z. (ETZ-A) 92, nr. 10, 1971, p. 604—606, 5 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621. 316 **DISTRIBUIREA ENERGIEI ELECTRICE. RETELE. REDESCHIDEREA SI ÎNCHIDEREA CIRCUITELOR. REGLAREA MĂRIMILOR ELECTRICE. PROTECȚIA APARATELOR SI INSTALAȚIILOR.**

CZ 621.316

Höst, A. **Directive la scară națională pentru evitarea amorsării arcurilor în instalațiile de paratrăsnet.** In : Elektrotech. Z. (ETZ-A) **92**, nr. 9, 1971, p. 512—515, 3 fig., la tabl., 17 ref. bibl.

CZ 621.316

Golde, R. H. **Protecția edificiilor contra trăsnetelor.** In : Elektrotech Z (ETZ-A) **92**, nr. 9, p. 516—520, 3 fig., 1 tabl., 8 ref. bibl.

CZ 621.316

Hamacher, H. **Studii asupra influenței unor bariere izolante deasupra descărcării electrice într-un cîmp aproximativ omogen la presiune atmosferică.** In : Elektrotech. Z (ETZ-A) 92, nr. 10, 1971, p. 606—607, 3 fig., 6 ref. bibl.

CZ 621.316.0066.6

Römisch, H. **Principiile avute în vedere la calculul fiabilității** (siguranței în funcționare) In : Elektrotech. Z. (ETZ-B) **23**, nr. 18, 3 sept. 1971, p. 425—427, 5 fig., 1 tabl.

CZ 621.316.066.6.089.6

Kunio Mano. **Siguranța în funcționare din punct de vedere electromecanic a contactelor și măsurarea ei.** In : Elektrotechniko, **64**, nr. 8—9, 1971, p. 213—218,13 fig. 5 ref. bibl.

CZ 621.316.5.004.6.091.4

Blahnik, R. **Încercări de timp de viață a elementelor electrice de comutație.** In : Elektrotechnika, **64**, nr. 8—9, 1971, p. 230—236, 7 fig., 3 tabl.

CZ 621.316.925 : 621.326.1.001.

Lontay, E. P. **Bazele teoretice și de exploatare ale noilor direcții de cercetare și dezvoltarea în domeniul releelor de protecție pentru rețele energetice.** In : Elektrotechnika, **64**, nr. 8—9, p. 219—229, 38 fig.

CZ 621.316.995.001.24

Arakelian, M. A., Gabrielian, O. R. și Arutunian, V. A. **Calculul rezistenței și distribuției de potențial a unui sistem de electrozi inelari distribuiți într-un mediu neomogen cu două straturi.** In : Elektricestvo, nr. 10, 1971, p. 52—57, 5 fig., 2 ref.

CZ 621.317 TEHNICA MĂSURILOR ELECTRICE. APARATE DE MĂSURĂ.

CZ 621.317

Buss, St. **Măsurarea zgomotelor — principii și aparatură.** In : Elektrotech Z (ETZ-B) **23**, nr. 20, 1 oct. 1971, p. 478—480, 5 fig., 1 tabl., 4 ref. bibl.

CZ 621.317 :621.3.064 :621.315.1.014.7

Aisenfeld. I. A. și *Shalit, M. G.* **Determinarea poziției unui scurt circuit într-un sistem de linii electrice cu derivație.** In : Elektricestvo nr. 11, 1971, p. 20—26, 5 fig., 2 tabl., 7 ref. bibl.

CZ 621.317.725

Kolev, H, Vaselev, I. V. și *Boječv, B. Z.* **Scale optime pentru voltmetre digitale.** In : Elektro Promislenosti : Priborostroenie, **VI** nr. 6, 1971, p. 214—216, 1 tabl., 5 ref. bibl.

CZ 621. 318. APLICAȚII INDUSTRIALE ALE MAGNETISMULUI ȘI MAGNEȚILOR. ELECTROMAGNEȚI. RELEE.

CZ 621.318.066.6

Neveri, I. **Probleme legate de materiale pentru contacte în tehnica releelor.** In : Elektrotechnika, **64**, nr. 8—9, 1971, p. 201—207, 12 fig., 11 ref. bibl.

CZ 621.319. APLICAȚII INDUSTRIALE ALE ELECTROSTATICII. CONDENSATOARE.

CZ 621.319.45

Vasev, V. **Asupra încercării cu tensiune constantă a unui condensator supus unei descărcări periodice** In : Elektro Promîșlenosti ; Priborostroenie **VI**, nr. 4, apr. 1971, p. 123—134 3 fig.

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ȘI SEMICONDUCTORI BĂNEASA

BUCUREȘTI II — ROMÂNIA — Str. Erou Iancu Nicolae nr. 32
Telefon 33.38.30 • Telex 011.203 • Serv. Desfacere 33.53.22

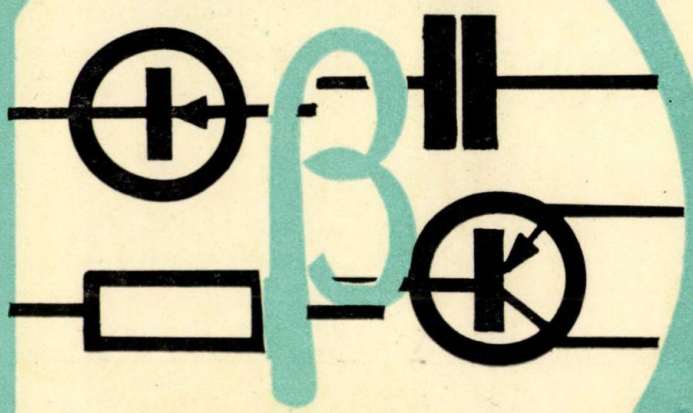
REZISTOARE
— cu peliculă de carbon
— bobinate

TERMISTOARE CERAMICE
— disc
— în capsulă

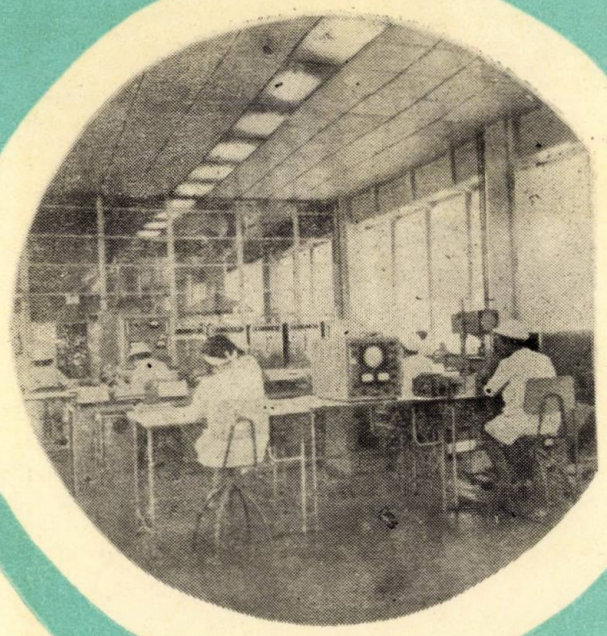
CONDENSATOARE
— polistiren (tip styroflex)
— poliester metalizat
— hîrtie metalizată
— hîrtie echipament auto
— hîrtie antiparazitare
— hîrtie pentru telefonie

CONDENSATOARE ELECTROLITICE
— normale
— miniatură
— nepolarizate

IPRS



BANEASA



CONDENSATOARE CERAMICE
— disc
— tubulare
— plachetă
— ajustabile

CABLAJE IMPRIMATE

TRANZISTOARE

— de joasă frecvență
— de înaltă frecvență și comutație
— de putere

DIODE

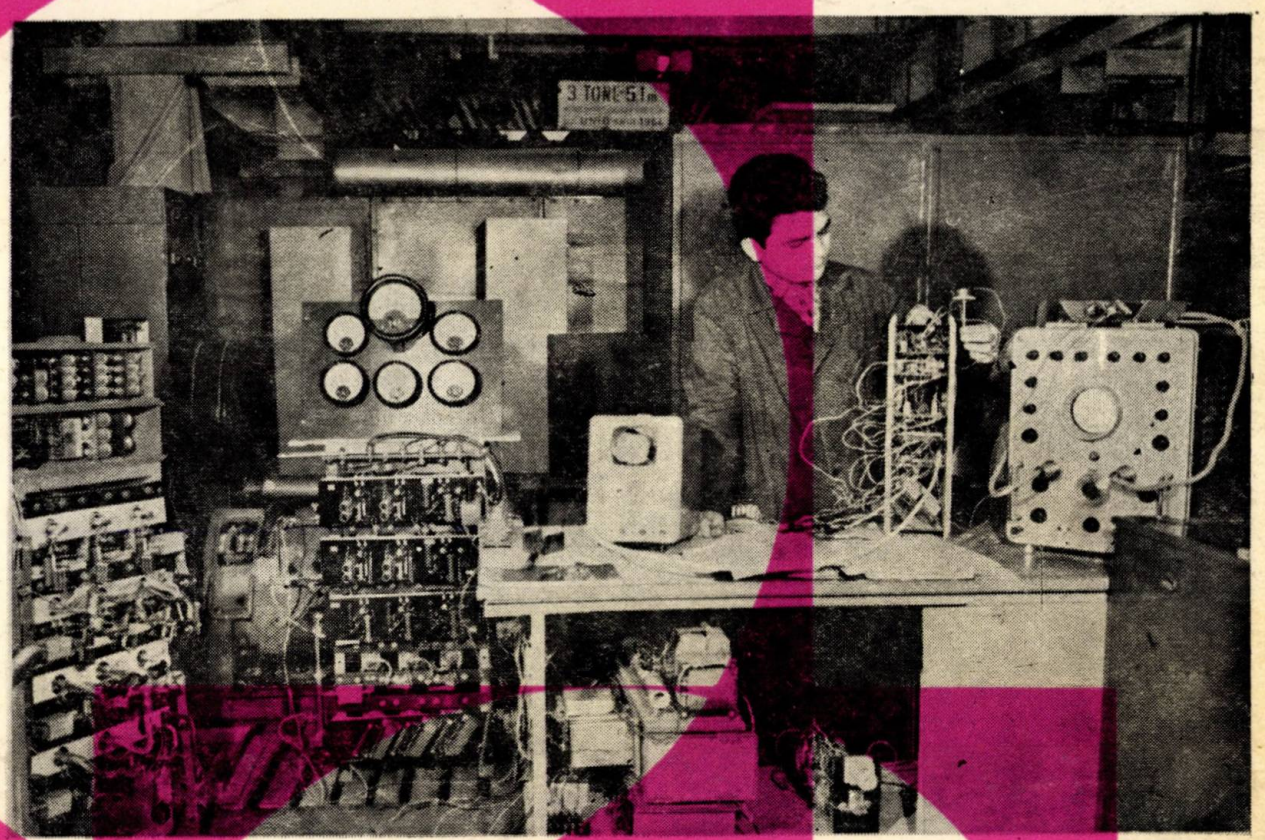
— de semnal și comutație
— redresoare
— redresoare pentru curenți mari
— stabilizatoare de tensiune
— de putere cu siliciu

CIRCUITE INTEGRATE

CATALOAGELE I.P.R.S. — BĂNEASA (Rezistoare, Condensatoare, Cablaje imprimate, Tranzistoare. Diode) se livrează de I.P.R.S. — BĂNEASA — Serv. DESFACERE, Str. Erou Iancu Nicolae nr. 32 BUCUREȘTI II, la primirea sumei de lei 56 prin mandat poștal.

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

INSTITUT DECORAT CU ORDINUL MUNCII CLASA I-a



Intenționați desigur să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive !

Cu siguranță că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați în producție, pe care ați dori poate să le înlocuiți cu altele mai bune sau mai ieftine !

Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor dvs., doriți standuri și metode de încercări care să vă dea, în orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele !

Exportați produse. Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite ?

La toate aceste întrebări ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare și Proiectare pentru Industria Electrotehnică (ICPE) care în această perioadă își întocmește planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

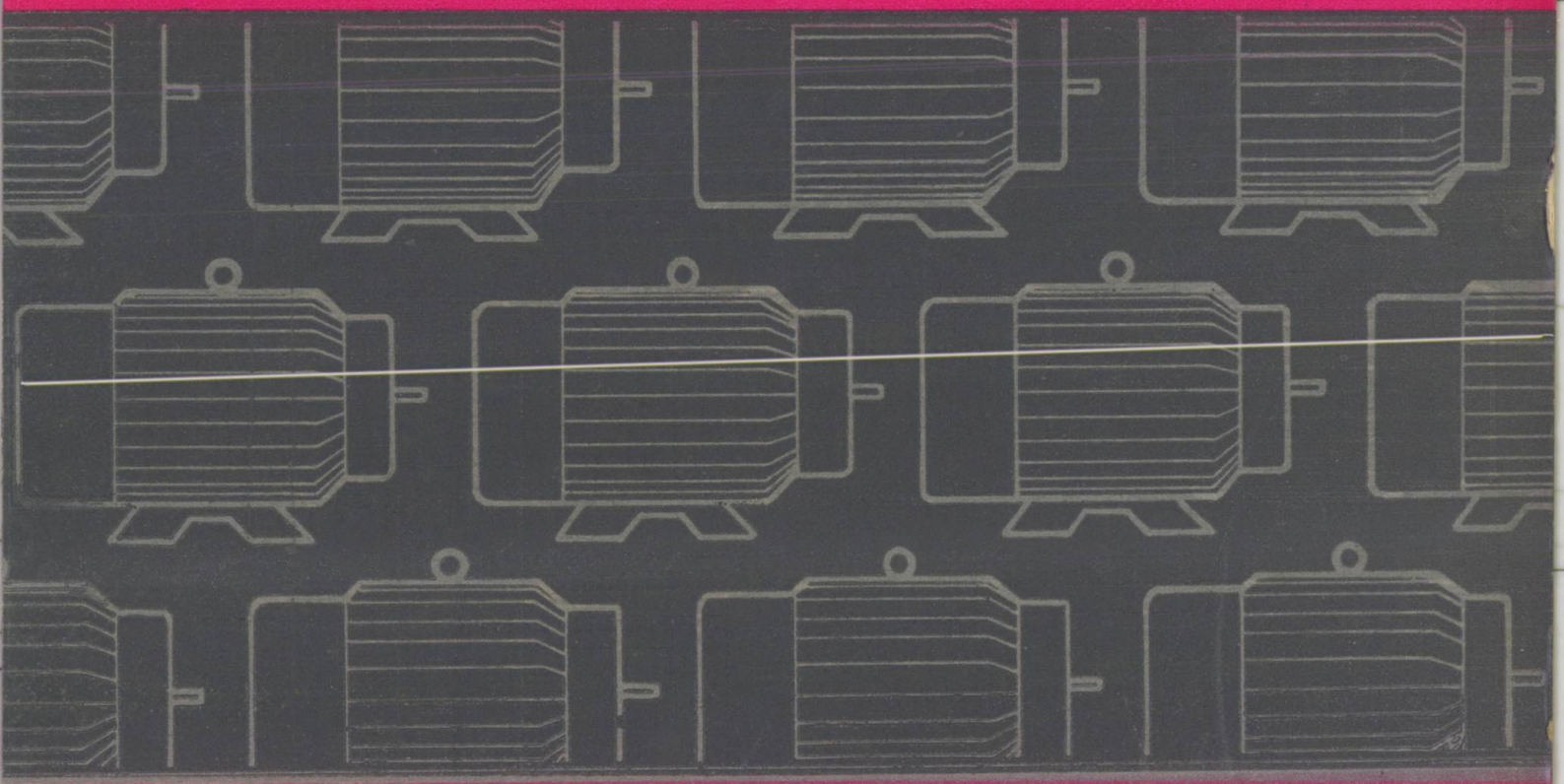
Institutul dispune de aparatură și standuri de încercări moderne, specialiști de înaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 20 ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteți să i-o acordați.

BUCUREȘTI•BD. T. VLADIMIRESCU•Nr. 45–47 • Telefon : 31.41.00

1972 JUL 22

E 2040

ELECTROTEHNICA



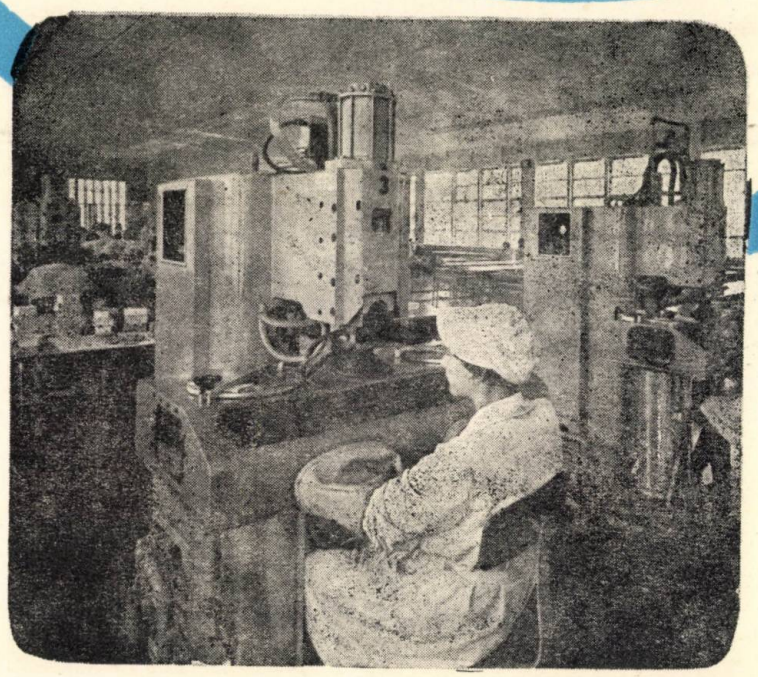
7

ELECTROTEHNICA ● BUCUREŞTI ● ANUL 20 ● Nr. 7 ● IULIE 1972

I.P.R.S. Băneasa

produce:

- Rezistoare fixe cu peliculă de carbon
- Rezistoare bobinate
- Termistoare
- Condensatoare cu poliester
- Condensatoare cu polistiren
- Condensatoare electrolitice normale
- Condensatoare electrolitice miniatură
- Condensatoare ceramice
- Condensatoare cu hîrtie uz general
- Condensatoare cu hîrtie metalizate
- Condensatoare telefonice
- Condensatoare auto
- Condensatoare pentru tuburi fluorescente
- Cablaje imprimate



- Tranzistoare cu germaniu de joasă frecvență
  - de mică putere
  - de medie putere
  - de putere
- Tranzistoare cu germaniu. de înaltă frecvență
  - de mică putere
  - drift de mică putere
- Diode cu germaniu cu contact punctiform
- redresoare cu germaniu de medie putere
- Fotodiode cu germaniu
- Diode redresoare cu siliciu
  - de mică putere
  - de putere
- Diode Zener de mică putere

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ȘI SEMICONDUCTORI BĂNEASA

BUCUREȘTI II — ROMÂNIA — Str. Erou Iancu Nicolae nr. 32

Telefon 33.38.30 • Telex 011.203 • Serv. Desfacere 33.53.22

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

ELECTROTEHNICA

Anul 20 Nr. 7, pag. 241 — 280 iulie 1972

CUPRINS

CZ 621.3.011 : 621.372

Preda, M., Breazu, I. şi *Nicoară, N.* : **Ecuaţiile de stare ale circuitelor cu bucle de condensatoare şi secţiuni de bobine.**
Electrotehnica **20**, nr. 7, iulie 1972, p. 241—255

Se stabilesc formule care permit calculul simplu al coeficienţilor de stare la circuitele fără cuplaje magnetice la care există bucle formate numai din condensatoare şi secţiuni formate numai din bobine. Rezultă o metodă directă de determinare a ecuaţiilor de stare la circuitele considerate, în funcţie de transmitanţele unui circuit auxiliar simplificat.

CZ 621.313.333.2.042.5 : 621.3.012.6

Andrei, R. : **Determinarea grafo-analitică a caracteristicii mecanice pentru o maşină electrică liniară cu indusul scurt.**
Electrotehnica **20**, nr. 7, iulie 1972, p. 246—251

Se analizează motorul asincron liniar cu indusul scurt neferomagnetic. Avînd aplicaţii tehnice numeroase : sisteme de urmărire liniare, traductoare, mecanisme oscilante, catapulte etc., acest gen de motor este totuşi studiat destul de puţin în literatura de specialitate. În cele prezentate se face în cadrul anumitor ipoteze simplificatoare o tratare electrotehnică clară şi riguroasă a acestui gen de maşină. În cele din urmă pe baza rezultatelor obţinute şi a curbelor trasate, se expune succint modul în care poate fi proiectată o astfel de maşină. Totodată se trag concluzii asupra comportării în sarcină a motorului.

CZ 621.314.224 : 3.018.7.001.25

Braşovan, I. : **Metoda analitică de calcul al curentului secundar permanent periodic al transformatorului de curent cu miezul saturat.**
Electrotehnica **20**, nr. 7, iulie 1972, p. 251—256

Funcţionarea transformatorului de curent în regimul permanent sinusoidal al curentului primar cu saturarea miezului feromagnetic prezintă importanţă la analizarea comportării instalaţiilor de măsurare şi protecţie prin relee ale sistemelor energetice. În lucrare se deduc relaţii analitice care permit determinarea cu precizie satisfăcătoare a curentului secundar permanent nesinusoidal din acest regim de funcţionare al transformatorului de curent.

CZ 621.319.53 : 621.317.333.83

Gaber, E. : **Generator de impulsuri repetate cu tiristoare.**
Electrotehnica **20**, nr. 7, iulie 1972, p. 257—263

Generatorul de impulsuri repetate este folosit la încercarea cu undă standard de joasă tensiune a unor transformatoare, la determinarea repartiţiei de tensiune la transformatoare sau modele. În articol sînt prezentate consideraţii de proiectare şi realizarea unui generator de acest tip la care tiratroanele au fost înlocuite cu tiristoare.

CZ 621.317 : 621.382.3

Antoniu, M. : **Megohmmetru tranzistorizat cu limite de măsură infinite utilizînd logometru cu resort electrostatic.**
Electrotehnica **20**, nr. 7, iulie 1972, p. 264—268

Se cercetează un caz particular al logometrului cu resort electrostatic, acela cînd dimensiunile radiale ale celor doi electrozi mobili nu sînt egale între ele, ci stau într-un anumit raport, situaţie în care megohmmetrul cu asemenea logometru poate funcţiona cu limite de măsură infinite. Se analizează avantajele şi dezavantajele unui astfel de megohmmetru în raport cu celelalte tipuri de megohmmetre tranzistorizate şi se dă un exemplu de calcul şi construcţie.

CZ 621.317.76 : 621.313.2—559.047.2

Suchar, I. şi *Creţu, A.* : **Traductor ferorezonant de poziţie pentru comanda motoarelor electrice cu comutaţie electronică.**
Electrotehnica **20**, nr. 7, iulie 1972, p. 269—272

Se propune un nou tip de traductor de poziţie a rotorului motoarelor cu comutaţie electronică, bazat pe proprietăţile circuitului ferorezonant serie cu bobină neliniară comandată de un magnet permanent. Se dau indicaţii de proiectare şi se prezintă rezultate experimentale. Traductorul ferorezonant de poziţie a rotorului satisface cerinţele necesare ; el poate fi adaptat şi pentru măsurarea unor mărimi neelectrice.

DIN ACTIVITATEA C.E.I.

TEZE DE DOCTORAT ● RECENZII ● REFERATE

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. PL. ANDRONESCU; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. șt. tehn. A. AVRAMESCU — redactor responsabil; ing. V. BUNEA; ing. V. CIOFU; prof. dr. doc. șt. tehn. V. CORLĂȚEANU; ing. ȘT. GROSU; prof. dr. ing. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. LAZARIDE; dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. M. OPASCHI; ing. A. POPA; prof. ing. CRISTIANA POPESCU; ing. VL. POPOVICI; academician prof. dr. doc. șt. tehn. ing. R. RĂDULEȚ; ing. R. VLĂDOIANU.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon director: 14.62.67. Redacția: București, str. Mândinești nr. 3, sector IV ; telefon secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon: 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România—Filiala sectorului 1, București. Tarif pentru instituții și intreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația" București, str. Brezoianu, nr. 23—25, *c. 1363. Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.P.D.P. nr. 137/399/1972*

41 400

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.3.011:621.372
Преда, М., Брязу, И. и *Никоара, Н.:* **Уравнения состояния кольцевой цепи конденсаторов и сечения катушек.**
Electrotehnica **20**, № 7, июль 1972, стр. 241–245

Устанавливаются формулы для простого расчета коэффициентов уравнения состояния в цепях без магнитных сцеплений, в которых имеются шлейфы, состоящие только из конденсаторов и сечения, состоящие только из бобин. Получается непосредственный метод определения уравнений состояния в цепях, в зависимости от передаточной функции упрощенной вспомогательной цепи.

ДК 621.313.333.2.042.5:621.3.012.6.
Андрей, Р.: **Графо-аналитическое определение механических характеристик линейной электрической машины с коротким якорем.**
Electrotehnica **20**, № 7, июль 1972, стр. 246–251

Анализируется линейный асинхронный двигатель с коротким неферромагнитным якорем. Несмотря на многочисленные технические применения: систем линейного наблюдения, датчики, качающиеся механизмы, катапульты и пр., этот тип двигателя сравнительно мало изучен в технической литературе. В статье, в рамках упрощенных гипотез проводится ясный и подробный электротехнический анализ этого типа машин, В продолжение, на основе полученных результатов и построенных кривых, излагается вкратце способ проектирования этой машины. В тоже время делаются выводы относительно поведения двигателя при нагрузке.

ДК 621.314.224.3.018.7.001.25.
Брашован, И.: **Аналитический метод расчета вторичного посто оянно периодического тока трансформатора тока с насыщенным сердечником.**
Electrotehnica **20**, № 7, июль 1972, стр. 251–256

Работа тронсформатора тока в постоянно синусоидальном режиме начального тока с насыщенным феромагнитным сердечником имеет особое значение при анализе поведения измерительных установок и релейной защите энергетических систем. В работе выводятся аналитические зависимости, при помощи которых можно определять с достаточной точностью вторичный постоянно несинусоидальный ток в этом рабочем режиме трансформатора тока.

ДК 621.319.53 : 621.317.333.83
Габер, Е.: **Генератор повторных импульсов с тиристорами.**
Electrotehnica **20**, № 7, июль 1972, стр. 257–263

Генератор повторных импульсов применяется при испытании стандартной волной низкого напряжения некоторых трансформаторов, при определении распределения напряжения в трансформаторах или моделях. В статье приводятся данные в связи с проектированием и осуществлением генератора этого типа, в котором тиратроны были заменены тиристорами.

ДК 621.317.621.382.3
Антониу, М.: **Транзисторный мегомметр с бесконечным пределом измерения при применении логометра е электростатической пружиной.**
Electrotehnica **20**, № 7, июль 1972, стр. 264–268

Рассматривается логометр с электростатической пружиной в случае, когда радиальные размеры двух подвижных электродов не одинаковы, а находятся в определенном соотношении, положения, при которых мегомметр с подобным логометром может работать с бесконечным пределом измерения. Анализируются преимущества и недостатки этого мегомметра по сравнению с другими типами транзисторных мегомметров и приводятся примеры расчета и конструкции.

ДК 621.317.76 : 621.313.2–559.047.2
Сухар, И. и *Крецу, А.:* **Феррорезонансный дистанционный индикатор положения для управления электрическими двигателями с электронной коммутацией.**
Electrotehnica **20**, № 7, июль 1972, стр. 269–272

Предлагается новый тип дистанционного индикатора положения ротора двигателей с электронной коммутацией, основанного на свойствах феррорезонансной последовательной цепи с нелинейной катушкой, управляемой постоянным магнитом. Даются указания по проектированию и приводятся экспериментальные результаты. Феррорезонансный дистанционный индикатор положения ротора отвечает предъявляемым требованиям; его можно приспособить также для измерения неэлектрических величин.

ИЗ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ С.Е.І.
ДОКТОРСКИЕ ДИССЕРТАЦИИ ● РЕЦЕНЗИИ ● ДОКЛАДЫ

INHALT

DK 621.3.011 : 621.372

Preda, M., Breazu, I. und *Nicoară, N.*: **Zustandsgleichung der Schaltungen mit Kondensatorenschleifen und Wicklungsbahnitten.**

Electrotehnica **20**, H. 7, Juli 1972, S. 241–245

Es werden Formeln abgeleitet, mit deren Hilfe eine einfache Berechnung der Zustandsgleichung für Schaltung ohne magnetische Kopplung, deren Schleifen nur aus Kondensatoren oder Abschitte nur aus Wicklungen bestehen, vorgenommen werden kann. Daraus ergibt sich eine direkte Methode zur Bestimmung der Zustandsgleichungen für die in Betracht gezogenen Schaltungen, im Verhältnis zu den Übertragungen einer vereinfachten Zusatzschaltung.

DK 621.313.333.2.042.5 : 621.3.012.6

Andrei, R.: **Graphisch-analytische Bestimmung der mechanischen Kenndaten für eine lineare Elektromaschine mit kurzem Anker.**

Electrotehnica **20**, H. 7, Juli 1972, S. 246–251

Der Verfasser analysiert einen linearen Asynchronmotor mit nichtferromagnetischem kurzem Anker. Dieser Motor, der in zahlreichen technischen Bereichen Verwendung findet: lineares Nachlaufsystem, Wandler, Schwingmechanismus, Schleuderapparate usw. ist trotzdem in der Fachliteratur verhältnismässig wenig behandelt. Im Rahmen gewisser vereinfachter Hypothesen, wird dieser Motor vom elektrotechnischen Standpunkt aus klar und genau erörtert. Aufgrund der erzielten Ergebnisse und der aufgezeichneten Kurven wird die Entwurfsewise solcher Maschinen dargelegt. Gleichzeitig werden Schlussfolgerungen in bezug auf das Belastungsverhalten des Motors gezogen.

DK 621.314.224.3.018.7.001.25

Braşovan, I.: **Analytische Berechnungsmethode des periodischen sekundären Dauerstroms des Stromwandlers mit gesättigtem Kern**

Electrotehnica **20**, H. 7, Juli 1972, S. 251–256

Das Arbeiten des Stromwandlers im sinusoidalem Dauerbetrieb des Primärstroms mit Sättigung des ferromagnetischen Kerns ist von besonderer Bedeutung für din Analyse des Verhaltens der Mess-und Schutzanalgen durch Relais der energetischen Systeme. Der Verfasser leitet analytische Beziehungen ab, die eine entsprechend genaue Bestimmung des nichtsinusoidalen sekundären Dauerstroms unter diesen Betriebsbedingungen des Stromwandlers gestatten.

DK 621.319.53 : 621.317.333.83

Gaber, E.: **Generator für wiederholte Impulse mit Tiristoren**

Electrotehnica **20**, H. 7, Juli 1972, S. 257–263

Der Generator für wiederholte Impulse wird zur mit Niederspannungs-Standartwelle einiger Transformatoren und zur Bestimmung der Spannungsverteilung bei Transformatoren oder Modellen verwendet. Der Verfasser gibt Hinweise für den Entwurf und den Bau eines Generators dieser Art, bei dem die Tiratrone durch Tiristoren ersetzt wurden.

DK 621.317 : 621.382.3

Antoniu, M.: **Transistorisierter Megohmmesser mit unendlichen Messgrenzen durch Anwendung des Quotientenmessers mit elektrostatischer Feder.**

Electrotehnica **20**, H. 7, Juli 1972, S. 264–268

Es wird der Einzelfall eines Quotientenmessers mit elektrostatischer Feder, und zwar wenn die radialen Abmessungen der beiden beweglichen Elektroden nicht gleichgross, sondern in einem gewissen Verhältnis zueinander stehen untersucht. In einem solchen Fall kann ein damit ausgerüsteter Megohmmeter mit unendlichen Messgrenzen arbeiten. Es werden die Vor-und Nachteile eines solchen Megohmmeters im Vergleich zu den übrigen Typen transistorisierter Megohmmeter analysiert und ein Berechnungs-und Aufbaubeispiel gegeben.

DK 621.317.76 : 621.313.2 – 559.047.2

Suchar, I. und *Creţu, A.*: **Ferroresonanter Stellungsgeber für die Steuerung der Elektromotoren mit elektronischer Umschaltung.**

Electrotehnica **20**, H. 7, Juli 1972, S. 269–272

Es wird ein neuer Typ eines Stellungsgebers für den Läufer der Motoren mit elektronischer Steuerung vorgeschalgen. Die Lösung beruht auf den Eigenschaften der ferroresonanten Serienschaltung mit nichtlinearen, von einem Dauermagnet gesteuerten Wicklung. Es werden Anleitungen für den Entwurf gegeben und Experimentalergebnisse angeführt. Dieser Geber entspricht den betreffenden Erfordernissen und kann auch für die Messung nichtelektrischer Grössen angepasst werden.

AUS DER TÄTIGKEIT DER INTERNATIONALEN KOMMISSION FÜR ELEKTROTECHNIK

DISSERTATIONEN ● BUCHBESPRECHUNGEN ■ REFERATE

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 20 Nr. 7 București, iulie 1972

Ecuațiile de stare ale circuitelor cu bucle de condensatoare și secțiuni de bobine

MARIUS PREDA, IOANA BREAZU și NICOLAE NICOARĂ — București

CZ 621.3.011 : 621.372

Se știe [1] că determinarea ecuațiilor de stare prezintă unele particularități și dificultăți la circuitele la care există bucle formate din condensatoare și secțiuni formate din bobine.

În prezenta lucrare se consideră cazul circuitelor care prin ipoteză conțin condensatoare care formează numai bucle independente fără condensatoare comune — numite bucle separabile — și bobine care formează numai secțiuni independente fără bobine comune — numite secțiuni separabile (fig. 1).

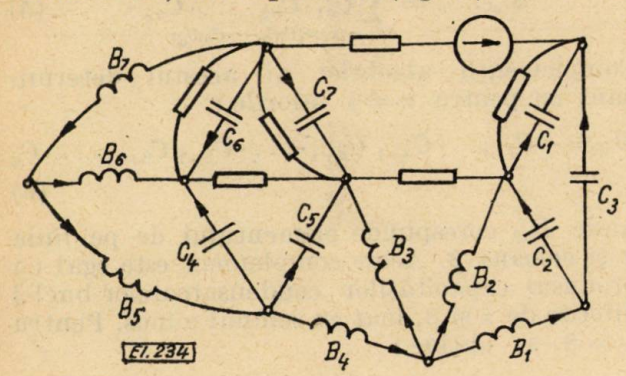


Fig. 1

În cele ce urmează se stabilesc expresii matriciale care permit determinarea directă, simplă și sistematică, a coeficienților ecuațiilor de stare la circuitele considerate pe baza unor relații care exprimă coeficienții ecuațiilor de stare în funcție de transmitanțele corespunzătoare unui circuit auxiliar în care nu mai apar nici bucle de condensatoare și nici secțiuni de bobine. Se observă că în fiecare secțiune care taie o latură condensator dintr-o buclă de condensatoare mai apare cel puțin încă o latură condensator din aceeași buclă. Analog, în fiecare buclă care conține o bobină a unei secțiuni de bobină, mai apare cel puțin o bobină din aceeași secțiune. Pentru simplitate este avantajos ca alegerea secțiunilor să se facă astfel încît secțiunile care taie un condensator să taie fiecare un același condensator dintr-o buclă de condensatoare, numit condensator dependent.

Analog, buclele se aleg astfel ca fiecare buclă care conține o bobină a unei secțiuni să mai conțină și o aceeași bobină din secțiunea respectivă, numită bobină dependentă.

În exemplul din figura 1, condensatoare dependente sînt C_3 și C_7, iar bobine dependente, B_4 și B_7. Sensurile de referință pentru aceste elemente dependente se aleg arbitrar.

Din cele ce urmează se va vedea că este avantajos ca sensurile de referință ale celorlalte condensatoare din aceeași buclă de condensatoare să se aleagă în sens opus față de sensul ales pentru condensatorul dependent de-a lungul buclei. Sensurile de referință ale celorlalte bobine dintr-o aceeași secțiune de bobine se aleg de aemenea în sens opus față de sensul bobinei dependente.

Exprimînd în două moduri curentul total care iese prin cele două condensatoare ale unei secțiuni, se obține pentru fiecare buclă de condensatoare, așa cum se arată mai jos, un sistem de ecuații diferențiale din care se pot calcula derivatele tensiunilor condensatoarelor diferite de condensatorul dependent al buclei respective. Analog, exprimînd în două moduri tensiunea de-a lungul celor două bobine ale fiecărei bucle, se obține pentru fiecare secțiune de bobine, așa cum se va arăta în continuare, un sistem de ecuații diferențiale din care se pot calcula derivatele curenților bobinelor diferite de bobina dependentă a secțiunii respective.

Fiecare condensator se poate înlocui cu cîte o sursă ideală de tensiune, cu o tensiune la borne corespunzătoare condensatorului respectiv, fără a modifica curenții și tensiunile din restul circuitului (fig. 2). Analog, fiecare bobină se poate înlocui cu cîte o sursă de curent, cu un curent de intensitate egală cu a curentului bobinei respective, fără a modifica curenții și tensiunile din restul circuitului (fig. 2).

Înlăturînd sursele corespunzătoare elementelor dependente C_3, C_7, B_4, B_7, nu se modifică.

Prof. dr. ing. *M. Preda*, asistent ing. *I. Breazu* și asistent ing. *N. Nicoară* fac parte din colectivul catedrei de Electrotehnică din Institutul politehnic — București.

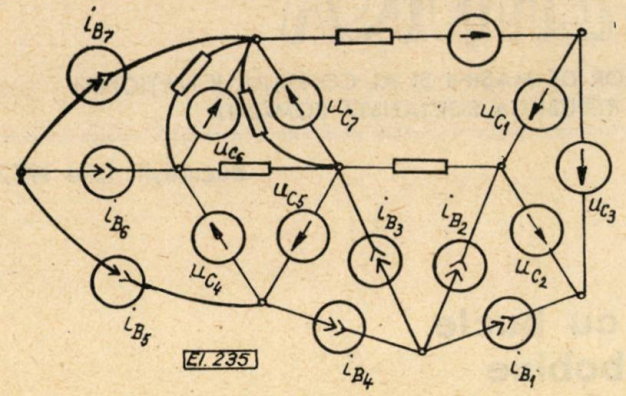


Fig. 2

tensiunile la borne, respectiv curenții dați de aceste surse în exterior și ca urmare nu se modifică curenții și nici tensiunile din elemente care nu aparțin buclelor și secțiunilor respective (fig. 3).

1. Ecuațiile de stare care determină derivatele tensiunilor unor condensatoare dependente

În particular, înlăturarea surselor corespunzătoare condensatoarelor dependente nu modifică curenții din laturile necapacitive ale secțiunilor și deci pentru fiecare secțiune Σ_{ck} rezultă cîte o relație de forma :

$$C_k \frac{\mathrm{d}\, u_{ck}}{\mathrm{d}t} + C_{dh} \frac{\mathrm{d}u_{cdh}}{\mathrm{d}t} = i_{eck} \tag{1}$$

cu :

$$i_{eck} = \sum_{Cj \in (C_i)} T_{CkCj} \cdot u_{Cj} + \sum_{Bj \in (B_i)} T_{CkBj} \cdot i_{Bj} +$$

$$+ \sum_{ej \in (e)} T_{Ckej}\, e_j + \sum_{isj \in (is)} T_{Ckisj} \cdot i_{sj} \tag{2}$$

unde T sînt transmitanțele corespunzătoare circuitului surse echivalente din figura 3,

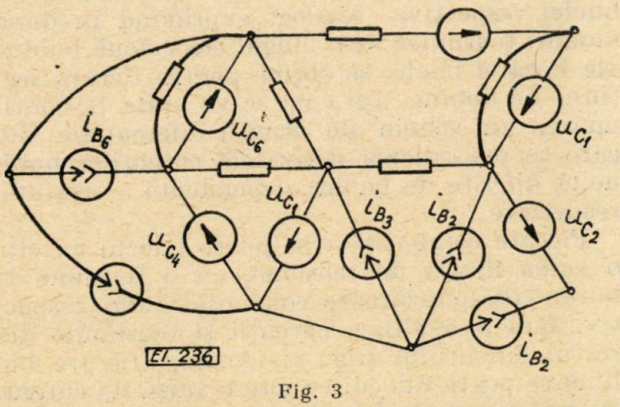


Fig. 3

sumele făcîndu-se pentru elementele acestui circuit. Tensiunile condensatoarelor dependente se exprimă din a doua teoremă a lui Kirchhoff ca sume ale tensiunilor condensatoarelor independente din bucla respectivă notată b_h :

$$u_{cdh} = \sum_{Cj \in (Ci)} u_{cj}, \tag{3}$$

Ecuațiile (1) și (2) corespunzătoare unei bucle date de condensatoare se pot scrie sub forma ecuației matriciale

$$\begin{vmatrix} C_1 + C_d & C_d & C_d & \dots \\ C_d & C_1 + C_d & C_d & \dots \\ C_d & C_d & C_3 + C_d & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ C_d & \dots & \dots & C_n + C_d \end{vmatrix} \cdot \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{vmatrix} u_{c1} \\ u_{c2} \\ \vdots \\ u_{cn} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} i_{ec1} \\ i_{ec2} \\ \vdots \\ i_{ecn} \end{vmatrix} \tag{4}$$

care pentru simplificare s-a scris pentru o buclă la care s-au notat condensatoarele independente cu indicii 1,2, ... n, iar condensatorul dependent cu indicele d.

Calculele arată că determinantul matricei coeficienților sistemului (4), are proprietatea remarcabilă de a fi egal cu suma produselor tuturor combinațiilor posibile de n factori din elementele C_1, C_2, ..., C_n, C_d :

$$\Delta_{1,2,\dots n} = \sum_{(\alpha_1,\dots,\alpha_n) \in C(C_1 \dots C_n, C_d)} C_{\alpha 1} \cdot C_{\alpha 2} \cdot \dots \cdot C_{\alpha n} \cdot \tag{5}$$

Complementții algebrici ai acestui determinant au pentru $\alpha \neq \beta$ valorile :

$$D_{\alpha\beta} = -C_1 \cdot \dots \cdot C_{\alpha-1}\, C_{\alpha+1} \cdot \dots \cdot C_{\beta-1}\, C_{\beta+1} \cdot \dots \cdot C_d \tag{6}$$

unde $D_{\alpha\beta}$ corespunde elementului de pe linia α și coloana β. Acest complement este egal cu produsul capacităților condensatoarelor buclei diferite de α și β, luat cu semnul minus. Pentru $\alpha = \beta$, se obține :

$$D_{\alpha\alpha} = \sum_{(\alpha_1,\alpha_2,\dots\alpha_{n-1}) \in C(1,\dots\alpha-1,\alpha+1,\dots,n,d)} C_{\alpha 1}\, C_{\alpha 2} \cdot \dots \cdot C_{\alpha n-1} \cdot \tag{7}$$

Ca urmare, derivatele tensiunilor condensatoarelor dependente care formează o buclă se pot exprima, folosind notații evidente, în forma :

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{vmatrix} u_{c1} \\ u_{c2} \\ \vdots \\ u_{cn} \end{vmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{vmatrix} D_{11} & D_{12} \dots D_{1n} \\ \dots & \dots \\ D_{n1} & D_{n2} \quad D_{nn} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_{ec1} \\ i_{ec2} \\ \vdots \\ i_{ecn} \end{vmatrix} \cdot \tag{8}$$

Punînd sub formă matriceală și ecuațiile (2) rezultă pentru o buclă b_h relația :

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} [u_{cbh}] = \frac{1}{\Delta_{bh}} [D_{bh}] \cdot \left([T_{bh,p}] \begin{bmatrix} [u_{ci}] \\ [i_{Bi}] \end{bmatrix} + [T_{bh,a}] \begin{bmatrix} [e] \\ [i_s] \end{bmatrix} \right) \tag{9}$$

care arată că tensiunile u_{cbh} ale condensatoarelor independente care formează o buclă sînt mărimi de stare ale căror derivate sînt determinate de tensiunile tuturor condensatoarelor independente u_{Ci}, curenții tuturor bobinelor independente i_{Bi}, t.e.m. ale surselor independente de tensiune e și intensitățile surselor de curent idependente i_s. Ca urmare părțile matricelor $[a]$, $[b]$ ale ecuațiilor de stare care determină tensiunile independente ale unei bucle b_h de condensatoare au expresiile :

$$[a_{bh}] = \frac{1}{\Delta_{bh}} [D_{bh}] [T_{bh,p}] \tag{10}$$

$$[b_{bh}] = \frac{1}{\Delta_{bh}} [D_{bh}] [T_{bh,a}] \cdot \tag{11}$$

2. Ecuațiile de stare care determină derivatele intensităților curenților unor bobine independente

Se admite pentru simplitate că bobinele care formează secțiuni nu au cuplaje magnetice între ele.

Se consideră același circuit cu condensatoarele înlocuite cu surse echivalente de tensiune iar bobinele înlocuite cu surse echivalente de curent. Înlăturarea surselor corespunzătoare elementelor dependente C_3, C_7 și B_4, B_7 nu modifică tensiunile și curenții din celelalte elemente, diferite de sursele elementelor independente. În particular tensiunile elementelor neinductive din fiecare buclă considerată nu se modifică prin înlăturarea bobinelor dependente și suprapunerea bornelor lor (fig. 3). Egalînd cele două expresii ale acestor tensiuni, corespunzătoare tensiunii la bornele bobinei independente cînd sursa echivalentă bobinei dependente se înlocuiește cu un scurtcircuit, respectiv corespunzătoare căderilor de tensiune inductive pe cele două bobine, dependentă și independentă, se obține relația :

$$L_k \frac{\mathrm{d}i_{Bk}}{\mathrm{d}t} + L_{dk} \frac{\mathrm{d}i_{Bdk}}{\mathrm{d}t} = u_{isBk} \tag{12}$$

cu :

$$u_{isBk} = \sum_{Bj \in (B_i)} T_{BkBj} \cdot i_{Bj} + \sum_{Cj \in (C_i)} T_{BkCj} \cdot u_{Cj} + \\ + \sum_{ej \in (e)} T_{Bkej} \cdot e_j + \sum_{isj \in (i_s)} T_{Bkisj} \cdot i_{sj} \tag{13}$$

Intensitățile curenților bobinelor dependente, numite și intensități dependente, se exprimă pe baza primei teoreme a lui Kirchhoff :

$$i_{Bdh} = \sum_{Bj \in (B_h)} i_{Bj} \tag{14}$$

unde suma se face pentru indicii bobinelor secțiunii bobinei dependente B_{dh}.

Ca și pentru condensatoare se obțin relații analoge relațiilor (4) — (9), în care, în loc de capacități, intervin inductivitățile și în loc de bucle b_h, secțiunile s_h, obținîndu-se :

$$[a_{sh}] = \frac{1}{\Delta_{sh}} [D_{sh}] [T_{sh,p}] \tag{15}$$

$$[b_{sh}] = \frac{1}{\Delta_{sh}} [D_{sh}] [T_{sh,a}] \cdot \tag{16}$$

Se remarcă faptul că relațiile (10), (11) și (15), (16) permit calculul elementelor matricelor $[a]$ și $[b]$ prin relații de forma :

$$a_{ch\mu} = \frac{1}{\Delta_{bh}} \cdot \sum_{\alpha \in (b_{Ch})} D_{Ch\alpha} \cdot T_{\alpha\mu} \tag{17}$$

$$b_{Ch\nu} = \frac{1}{\Delta_{bh}} \sum_{\alpha \in (b_{Ch})} D_{ch\alpha} \cdot T_{\alpha\nu} \tag{18}$$

unde μ poate fi indicele oricărui element independent condensator sau bobină, iar ν poate fi indicele oricărei surse independente. Coeficienții corespunzători unor bobine independente, se exprimă analog prin

$$a_{Bh\mu} = \frac{1}{\Delta_{sh}} \sum_{\alpha \in (sB_h)} D_{Bh\alpha} \cdot T_{\alpha\mu} \tag{19}$$

$$b_{Bh\nu} = \frac{1}{\Delta_{sh}} \sum_{\alpha \in (sBh)} D_{Bh\alpha} \cdot T_{\alpha\nu} \tag{20}$$

unde semnificația notațiilor este cea indicată mai sus.

Se mai remarcă faptul că pentru condensatoarele și bobinele care nu fac parte din bucle, respectiv secțiuni de tipurile considerate, coeficienții respectivi (în ipoteza absenței cuplajelor magnetice) se exprimă simplu prin :

$$a_{Ch\mu} = \frac{1}{C_h} T_{Ch\mu} \tag{21}$$

$$b_{Ch,\nu} = \frac{1}{C_h} T_{Ch\nu} \tag{22}$$

$$a_{Bh\mu} = \frac{1}{L_h} T_{Bh\mu} \tag{23}$$

$$b_{Bh\nu} = \frac{1}{L_h} T_{Bh\nu} \cdot \tag{24}$$

Aplicația 1. Circuitul reprezentat în figura 4 are o buclă de condensatoare C_1, C_2, C_3. Se alege condensatorul C_3 drept condensator dependent cu sensul de referință indicat în figură. Folosind relațiile (10) și (11) și formînd direct

matricele și determinantul Δ al buclei de condensatoare se obțin expresiile :

$$[a] = \frac{1}{C_1C_2+C_2C_3+C_3C_1}\begin{array}{c|cc} & C_1 & C_2 \\ C_1 & C_2+C_3 & -C_3 \\ C_2 & -C_3 & C_1+C_3 \end{array}.$$

$$\cdot\begin{array}{c|cc} & C_1 & C_2 \\ C_1 & -(G_4+G_6+G_8) & -G_8 \\ C_2 & -G_8 & -(G_5+G_7+G_8) \end{array};$$

$$[b] = \frac{1}{C_1C_2+C_2C_3+C_3C_1}\begin{array}{c|cc} & C_1 & C_2 \\ C_1 & C_2+C_3 & -C_3 \\ C_2 & -C_3 & C_1+C_3 \end{array}.$$

$$\cdot\begin{array}{c|c} & e \\ C_1 & -G_4 \\ C_2 & G_5 \end{array}.$$

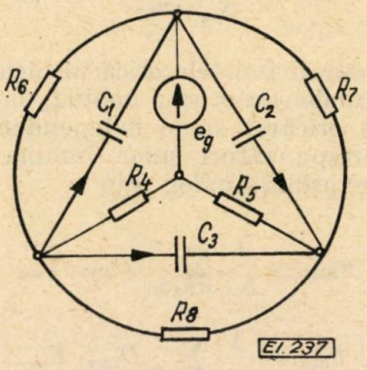


Fig. 4

Pentru valorile numerice ale elementelor : $C_1 = C_2 = C_3 = 2\,\mu F$, $R_4 = R_5 = R_6 = R_7 = R_8 = 1\ \Omega$ se obțin următoarele valori ale coeficienților matricelor [a] și [b] :

$$[a] = \frac{1}{10^{-6}}\begin{array}{c|cc} & & \\ & -\frac{5}{6} & \frac{1}{6} \\ & \frac{1}{6} & -\frac{5}{6} \end{array}\ (S^{-1}\,F^{-1});\ [b] =$$

$$= \frac{1}{10^{-6}}\begin{array}{c|c} & \\ & -\frac{1}{2} \\ & \frac{1}{2} \end{array}\ (S^{-1}\,F^{-1}).$$

Aplicația 2. Circuitul reprezentat în figura 5 are o secțiune formată numai din bobinele

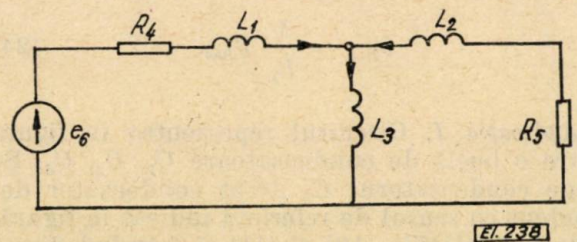


Fig. 5

cu inductivitățile L_1, L_2, L_3. Se alege drept bobină dependentă bobina cu inductivitatea L_3.

Utilizînd formulele (15) respectiv (10) și calculînd direct transmitanțele și determinantul secțiunii de bobine se obțin imediat matricele :

$$[a] = \frac{1}{L_1L_2+L_2L_3+L_3L_1}\begin{array}{c|cc} & L_1 & L_2 \\ L_1 & L_2+L_3 & -L_3 \\ L_2 & -L_3 & L_1+L_3 \end{array}.$$

$$\cdot\begin{array}{c|cc} & L_1 & L_2 \\ L_1 & -R_4 & 0 \\ L_2 & 0 & -R_5 \end{array} = \frac{1}{L_1L_2+L_2L_3+L_3L_1}\cdot$$

$$\cdot\begin{array}{c|cc} & L_1 & L_2 \\ L_1 & -(L_2+L_3)\,R_4 & L_3\,R_5 \\ L_2 & L_3\,R_4 & -(L_1+L_3)\,R_5 \end{array}$$

și :

$$[b] = \frac{1}{L_1L_2+L_2L_3+L_3L_1}\cdot\begin{array}{c|cc} & L_1 & L_2 \\ L_1 & L_2+L_3 & -L_3 \\ L_2 & -L_3 & L_1+L_3 \end{array}.$$

$$\cdot\begin{array}{c|c} L_1 & 1 \\ L_2 & 0 \end{array} = \frac{1}{L_1L_2+L_2L_3+L_3L_1}\begin{array}{c|c} L_2+L_3 \\ -L_3 \end{array}.$$

Aplicația 3. Circuitul reprezentat în figura 6 are o secțiune formată numai din bobinele cu inductivitățile L_6, L_7, L_8, și o buclă formată

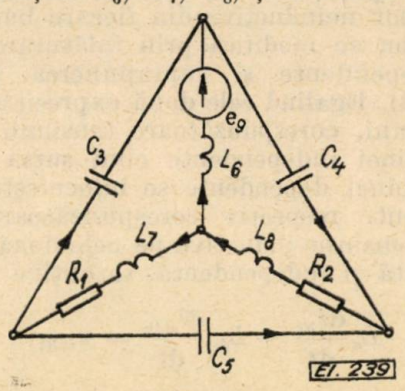


Fig. 6

numai din condensatoarele C_3, C_4, C_5. Se aleg ca elemente dependente condensatorul C_5 și bobina L_8. Aplicînd formulele (10) și (15) se obțin imediat diferitele părți ale matricei [a] :

$$[a'] = \frac{1}{C_3C_4+C_4C_5+C_5C_3}\begin{array}{c|cc} & C_3 & C_4 \\ C_3 & C_4+C_5 & -C_5 \\ C_4 & -C_5 & C_3+C_5 \end{array}.$$

$$\cdot\begin{array}{c|cc} & C_3 & C_4 \\ C_3 & 0 & 0 \\ C_4 & 0 & 0 \end{array} = \begin{array}{c|cc} & C_3 & C_4 \\ C_3 & 0 & 0 \\ C_4 & 0 & 0 \end{array};$$

$$[a^{II}] = \frac{1}{C_3C_4+C_4C_5+C_5C_3} \begin{array}{c} \\ C_3 \\ C_4 \end{array} \begin{array}{|c|c|} \hline C_3 & C_4 \\ \hline C_4+C_5 & -C_5 \\ \hline -C_5 & C_3+C_5 \\ \hline \end{array} \cdot \begin{array}{c} \\ C_3 \\ C_4 \end{array} \begin{array}{|c|c|} \hline L_6 & L_7 \\ \hline 0 & 1 \\ \hline 1 & 1 \\ \hline \end{array}.$$

Notînd : $C_3C_4 + C_4C_5 + C_5C_3 = \Delta$, se obține :

$$[a^{II}] = \begin{array}{c} \\ C_3 \\ C_4 \end{array} \begin{array}{|c|c|} \hline C_3 & C_4 \\ \hline -\frac{C_5}{\Delta} & \frac{C_4}{\Delta} \\ \hline \frac{C_3+C_5}{\Delta} & \frac{C_3}{\Delta} \\ \hline \end{array};$$

$$[a^{III}] = \frac{1}{L_6L_7+L_7L_8+L_8L_6} \begin{array}{c} \\ L_6 \\ L_7 \end{array} \begin{array}{|c|c|} \hline L_6 & L_7 \\ \hline L_7+L_8 & -L_8 \\ \hline -L_8 & L_6+L_8 \\ \hline \end{array} \cdot \begin{array}{c} \\ L_6 \\ L_2 \end{array} \begin{array}{|c|c|} \hline C_3 & C_4 \\ \hline 0 & -1 \\ \hline -1 & -1 \\ \hline \end{array}.$$

Notînd : $L_6L_7+L_7L_8+L_8L_6 = \Delta'$, se obține :

$$[a^{III}] = \begin{array}{c} \\ L_6 \\ L_7 \end{array} \begin{array}{|c|c|} \hline C_3 & C_4 \\ \hline \frac{L_8}{\Delta'} & \frac{-L_7}{\Delta'} \\ \hline -\frac{L_6+L_8}{\Delta'} & \frac{-L_6}{\Delta'} \\ \hline \end{array};$$

$$[a^{IV}] = \frac{1}{\Delta'} \begin{array}{c} \\ L_6 \\ L_7 \end{array} \begin{array}{|c|c|} \hline L_6 & L_7 \\ \hline L_7+L_8 & -L_8 \\ \hline -L_8 & L_6+L_8 \\ \hline \end{array} \begin{array}{c} \\ L_6 \\ L_7 \end{array} \begin{array}{|c|c|} \hline L_6 & L_7 \\ \hline -R_2 & -R_2 \\ \hline -R_2 & -(R_1+R_2) \\ \hline \end{array} = \begin{array}{c} \\ L_6 \\ L_7 \end{array} \begin{array}{|c|c|} \hline L_6 & L_7 \\ \hline \frac{-L_7R_2}{\Delta'} & \frac{L_8R_1-L_7R_2}{\Delta'} \\ \hline -\frac{L_6R_2}{\Delta'} & -\frac{L_6(R_1+R_2)+L_8R_1}{\Delta'} \\ \hline \end{array}.$$

Deci :

$$[a] = \left[\begin{array}{c|c} a^{I} & a^{II} \\ \hline a^{III} & a^{IV} \end{array}\right] = \begin{array}{c} \\ C_3 \\ C_4 \\ L_6 \\ L_7 \end{array} \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline C_3 & C_4 & L_6 & L_7 \\ \hline 0 & 0 & \frac{-C_5}{\Delta'} & \frac{C_4}{\Delta} \\ \hline 0 & 0 & \frac{C_3+C_5}{\Delta} & \frac{C_3}{\Delta} \\ \hline \frac{L_8}{\Delta'} & -\frac{L_7}{\Delta'} & -\frac{R_2L_7}{\Delta'} & \frac{L_8R_1-L_7R_2}{\Delta'} \\ \hline -\frac{L_6+L_8}{\Delta'} & -\frac{L_6}{\Delta'} & -\frac{R_2L_6}{\Delta'} & -\frac{L_6(R_1+R_2)+L_8R_1}{\Delta'} \\ \hline \end{array}.$$

Analog pentru matricea $[b]$ rezultă :

$$[b'] = \frac{1}{\Delta} \begin{array}{c} \\ C_3 \\ C_4 \end{array} \begin{array}{|c|c|} \hline C_3 & C_3 \\ \hline C_4+C_5 & -C_5 \\ \hline -C_5 & C_3+C_5 \\ \hline \end{array} \cdot \begin{array}{c} \\ C_3 \\ C_4 \end{array} \begin{array}{|c|} \hline e_9 \\ \hline 0 \\ \hline 0 \\ \hline \end{array} = \begin{array}{c} \\ C_3 \\ C_4 \end{array} \begin{array}{|c|} \hline e_9 \\ \hline 0 \\ \hline 0 \\ \hline \end{array};$$

$$[b''] = \frac{1}{\Delta'} \begin{array}{c} \\ L_6 \\ L_7 \end{array} \begin{array}{|c|c|} \hline L_6 & L_7 \\ \hline L_7+L_8 & -L_8 \\ \hline -L_8 & L_6+L_8 \\ \hline \end{array} \cdot \begin{array}{c} \\ L_6 \\ L_7 \end{array} \begin{array}{|c|} \hline e_9 \\ \hline 1 \\ \hline 0 \\ \hline \end{array} = \begin{array}{c} \\ L_6 \\ L_7 \end{array} \begin{array}{|c|} \hline e_9 \\ \hline \frac{L_7+L_8}{\Delta'} \\ \hline -\frac{L_8}{\Delta'} \\ \hline \end{array}.$$

Deci :

$$[b] = \left[\begin{array}{c} b' \\ \hline b'' \end{array}\right] = \begin{array}{c} \\ C_3 \\ C_4 \\ L_6 \\ L_7 \end{array} \begin{array}{|c|} \hline e_9 \\ \hline 0 \\ \hline 0 \\ \hline \frac{L_7+L_8}{\Delta'} \\ \hline -\frac{L_8}{\Delta'} \\ \hline \end{array}.$$

Bibliografie

[1] *Tapia, M. A.* Use of Superposition in Writing State Equations for Networks with Excess Elements. În : Trans. I.E.EE Vol. **CT-17**, nov. 1970.

[2] *Zadeh, A. L.* și *Desoer. C. A.* Linear System Theory. The State Space Approach. New-York, Mc. Graw-Hill, 1963.

[3] *De Russo, M.P., Roy* și *R. I.* State Variables for Engineers New-York, John Wiley, 1968.

[4] *Bashkow, T.R.* The ,,A'' Matrix, New Network Description. Trans. I.R.E. Vol. **CT-4**, sept. 1959.

[5] *Bryant, P.R.* The Explicit form of Bashkow's A. Matrix. În : Trans. I.R.E. Vol. **CT-9**, sept. 1962.

[6] *Kuo, F.F.* și *Kaiser J.F.* System Analysis by Digital Computer New-York, John Wiley, 1966.

Intrat în redacție la 20 XI. 1971.

Determinarea grafo-analitică a caracteristicii mecanice pentru o mașină electrică liniară cu indusul scurt

ANDREI RADU* — București

CZ 621.313.333.2.042.5 : 621.3.012.6

Vom preciza de la început că este vorba de motoare asincrone trifazate la care indusul scurt este de formă placă neferomagnetică, iar inductorul de lungime mare este dublu. Acest gen de mașini liniare au inerție mică, utilizarea lor în tehnică fiind legată îndeosebi de sistemele oscilante dacă mașina este trifazată, și de sistemele de urmărire dacă este bifazată.

Ne vom opri la cele din prima categorie, teoria putînd fi extinsă cu unele precizări și la motoarele electrice liniare bifazate.

Tratarea teoretică, pe baza ecuațiilor cîmpului electromagnetic a acestui gen de mașină și deducerea în ultimă instanță a forței pe care poate s-o dezvolte este o chestiune destul de dificilă.

Acest lucru se datorește multitudinii fenomenelor care trebuie luate în considerație în cazul formulării unei teorii care să țină seama cît mai precis de realitate. În literatură, se pare că doar o singură lucrare [1] este mai exactă în ceea ce privește tratarea strict teoretică a acestei probleme. Față de alte lucrări [2], în [1] se ia în considerație pentru prima oară cîmpul de scăpări al capetelor armăturii indusului în deducerea expresiei forței electromagnetice. Înlăturarea aproximației care se face prin neglijarea acestui cîmp de scăpări, duce însă la un calcul extrem de complicat, iar expresia finală obținută pentru forța electromagnetică este foarte greoaie, imposibil de utilizat într-un calcul de proiectare.

Programarea chiar pe un calculator numeric a unei expresii pentru forța electromagnetică la care se ajunge în [1] și deducerea curbei $F = f(s)$ este o chestiune dificilă care cere destul de mult timp.

În lucrarea de față, se încearcă ca pe baza unei fundamentări electrotehnice și matematice clare care în general este mai puțin concludentă în literatură [2] să se dea o rezolvare practică acestei probleme. În cadrul ipotezelor simplificatoare menționate mai jos se va deduce repartiția cîmpului electromagnetic din întrefierul mașinii. Acest cîmp va fi descompus ulterior în două componente, una în fază spațială cu solenația inductoare, iar cealaltă în cuadratură cu aceasta.

Suprafața mărginită de înfășurătoarea primeia dintre cele două componente ale cîmpului și axa absciselor va fi proporțională după cum vom vedea cu forța dezvoltată de mașină.

Ipoteze simplificatoare :

1 — permeabilitatea fierului infinită ($\mu_{Fe} = \infty$);
2 — se neglijează cîmpul de scăpări al capetelor de bobină de pe armătura inductoare;
3 — se consideră doar fundamentala undei densității liniare a solenației inductoare de amplitudine J_{1v}, constantă în lungul mașinii;
4 — armătura indusă, de formă placă, se presupune suficient de lată pentru a putea considera liniile de curent indus în aceasta rectilinii în zona întrefierului. Se rezolvă în acest fel o problemă plan paralelă;
5 — se neglijează cîmpul de scăpări al indusului și deci reactanța de scăpări a acestuia.

Calculul cîmpului magnetic rezultant din întrefier în zona plăcii indusului

Pentru precizarea ideilor vom avea în vedere schița de principiu din figura 1.

Unda densității liniare a solenației inductoare de formă sinusoidală cu perioada spațială

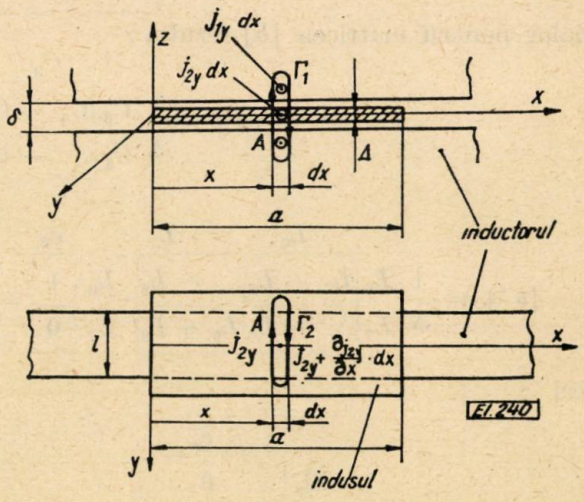


Fig. 1

2τ se deplasează față de indus cu viteza sv_1, s fiind alunecarea la care funcționează mașina iar $v_1 = 2\tau f$ viteza de sincronism.

Deci în sistemul de coordonate legat de indus, ținînd seama că direcția curenților din

* Ing. *A. Radu* este asistent la catedra de Mașini electrice din Institutul politehnic — București.

cele două armături este orientată după axa y putem scrie :

$$j_{1y}(x,t) = J_{1y} \sin \frac{\pi}{\tau}(x - sv_1 t). \qquad (1)$$

Scriind legea circuitului magnetic şi a inducţiei electromagnetice pentru cele două contururi Γ_1 şi Γ_2 de deschidere elementar mică dx într-un punct A situat pe indus la distanţa x de muchia din stînga a acestuia avem :

$$\begin{aligned} -\frac{\delta}{\mu_0}\left[b_z + \left(b_z + \frac{\partial b_z}{\partial x}\cdot dx\right)\right] &= (j_{1y} + j_{2y})\cdot dx \\ l\cdot \rho_s\left[\left(j_{2y} + \frac{\partial j_{2y}}{\partial x}\cdot dx\right) - j_{2y}\right] &= -\frac{\partial}{\partial t}(b_z \cdot l \cdot dx) \end{aligned} \qquad (2)$$

unde :

$\rho_s = \frac{\rho}{\Delta}$ este rezistivitatea de suprafaţă a plăcii indusului, Δ fiind grosimea acesteia, iar ρ rezistivitatea materialului ;

l —lăţimea ideală a zonei active a maşinii ;

δ —valoarea întrefierului echivalent. Făcînd simplificările, rezultă următorul sistem de ecuaţii diferenţiale :

$$\begin{aligned} -\frac{\delta}{\mu_0}\cdot\frac{\partial b_{zy}(x,t)}{\partial x} &= j_{1y}(x,t) + j_{2y}(x,t) \\ \rho_s \cdot \frac{\partial j_z(x,t)}{\partial x} &= -\frac{\partial b_z(x,t)}{\partial t}. \end{aligned} \qquad (2')$$

Încă o dată reamintim faptul că prin neglijarea cîmpului de scăpări al indusului, t.e.m. indusă de-a lungul conturului Γ_2 este egală doar cu căderea de tensiune ohmică.

Din cele două relaţii (2') se deduce prin derivarea primeia ţinînd seama de cea de a doua, ecuaţia cu derivate parţiale de ordinul doi care rezolvată ne va da valoarea cîmpului din întrefier în zona indusului

$$-\frac{\partial^2 b_z}{\partial x^2} + \frac{\mu_0}{\rho_s \cdot \delta}\cdot\frac{\partial b_z}{\partial t} = \frac{\mu_0}{\delta}\cdot\frac{\partial j_{1y}}{\partial x}. \qquad (3)$$

Inducţia magnetică din întrefier în afara zonei ocupate de indus reprezintă o undă cu repartiţie sinusoidală de amplitudine constantă în lungul maşinii. Perioada parţială a acestei unde este tot 2τ, aceeaşi cu cea a undei densităţii liniare a solenaţiei inductoare, fiind decalată spaţial faţă de aceasta cu $\frac{\tau}{2}$.

Deci pentru cîmpul din întrefier din afara zonei acoperite de placa indusului putem scrie :

$$b_z^*(x,t) = \frac{\tau\mu_0}{\pi\delta} J_{1y} \sin \frac{\pi}{\tau}\left(x - sv_1 t - \frac{\tau}{2}\right). \qquad (4)$$

Această expresie a fost scrisă tot în sistemul de coordonate x, y, z legat de indus, ea fiind valabilă pentru următorul domeniu de variaţie a lui x : $x \leqslant 0$ şi $x \geqslant a$.

În zona plăcii indusului, inducţia magnetică $b_z(x,t)$ soluţie a ecuaţiei (3), va fi tot o undă cu aceeaşi perioadă spaţială 2τ, dar cu amplitudinea modulată în lungul coordonatei x. Decalajul spaţial al acestei unde faţă de unda densităţii liniare a solenaţiei inductoare va fi diferit de $\frac{\tau}{2}$.

Urmează că pentru cîmpul din întrefier din această zonă putem scrie :

$$b_z(x,t) = B_z(x) \sin\left[\frac{\pi}{\tau}(x - sv_1 t) + \varphi\right] \qquad (5)$$

relaţie valabilă pentru $x \in [0, a]$.

Pentru determinarea lui $b_z(x, t)$ vom trece la rezolvarea ecuaţiei diferenţiale (3) apelînd la calculul în complex nesimplificat.

Notînd cu $\underline{j}_{1y}$ şi $\underline{b}_z$ imaginile în complex ale mărimilor sinusoidale armonice $j_{1y}(x,t)$ şi $b_z(x,t)$, aveam următoarele corespondenţe :

$$\begin{aligned} j_{1y}(x,t) &\leftrightarrow \underline{j}_{1y} = J_{1y}\cdot e^{j\frac{\pi}{\tau}(x - sv_1 t)} \\ b_z(x,t) &\leftrightarrow \underline{b}_z = B_z(x)\cdot e^{j\left[\frac{\pi}{\tau}(x - sv_1 t) + \varphi\right]} \end{aligned} \qquad (6)$$

sau :

$$\underline{b}_z = \underline{B}_z(x)\cdot e^{j\frac{\pi}{\tau}(x - sv_1 t)} = \underline{\mathfrak{B}}_z(x)\, e^{-j\frac{\pi}{\tau}sv_1 t}$$

Rezultă :

$$\begin{aligned} \frac{\partial j_{1y}}{\partial x} &\leftrightarrow j\frac{\pi}{\tau} J_{1y}\cdot e^{j\frac{\pi}{\tau}(x - sv_1 t)} \\ \frac{\partial b_z}{\partial t} &\leftrightarrow -j\frac{\pi}{\tau} sv_1 \underline{\mathfrak{B}}_z(x)\cdot e^{-j\frac{\pi}{\tau}sv_1 t} \\ \frac{\partial b_z}{\partial x} &\leftrightarrow \frac{d\,\underline{\mathfrak{B}}_z(x)}{dx}\cdot e^{j\frac{\pi}{\tau}sv_1 t} \\ \frac{\partial^2 b_z}{\partial x^2} &\leftrightarrow \frac{d^2\,\underline{\mathfrak{B}}_z(x)}{dx^2}\cdot e^{-j\frac{\pi}{\tau}sv_1 t}. \end{aligned} \qquad (6')$$

Ţinînd seama de relaţiile (6') ecuaţia (3) cu derivate parţiale se transformă într-o ecuaţie diferenţială liniară neomogenă în mărimi complexe :

$$\begin{aligned} \frac{d^2\,\underline{\mathfrak{B}}_z(x)}{dx^2} + j\frac{\pi}{\tau} sv_1 \frac{\mu_0}{\rho_s\cdot\delta}\underline{\mathfrak{B}}(x) &= \\ = -j\frac{\pi}{\tau}\frac{\mu_0}{\rho_s}\cdot J_{1y}\cdot e^{j\frac{\pi}{\tau}x}. \end{aligned} \qquad (7)$$

Soluţia particulară a acestei ecuaţii va fi de forma :

$$\underline{\mathfrak{B}}'_z(x) = \underline{A}_0\cdot e^{j\frac{\pi}{\tau}x}. \qquad (8)$$

Dacă se înlocuieşte această expresie în (7) şi se fac calculele se găseşte :

$$\underline{A}_0 = J_{1y} \cdot \frac{\rho_s}{v_1}\left(s^2 + \frac{1}{\omega_1^2 T^2}\right)\left(s - \mathrm{j}\frac{1}{\omega_1 T}\right) \qquad (9)$$

unde :

$$T = \frac{\tau^2 \mu_0}{\pi^2 \delta \rho_s},$$

o numim constanta de timp a maşinii [3].

Soluţia ecuaţiei omogene va fi de forma :

$$\underline{\mathfrak{B}}_z''(x) = \underline{A}_1 \cdot \mathrm{e}^{\underline{r}_1 x} + \underline{A}_2 \cdot \mathrm{e}^{\underline{r}_2 x} \qquad (10)$$

unde $\underline{A}_1$ şi $\underline{A}_2$ sînt două constante ce vor fi determinate din condiţiile la limită, iar $\underline{r}_1$ şi $\underline{r}_2$ sînt rădăcinile ecuaţiei caracteristice :

$$r^2 + \mathrm{j}\, s\omega_1 \frac{\mu_0}{\rho_s \delta} = 0. \qquad (11)$$

Se găseşte :

$$\underline{r}_{1,2} = \pm(1 + \mathrm{j})\lambda x \text{ unde : } \lambda = \frac{\pi}{\tau}\sqrt{\frac{s\omega_1 T}{2}}. \qquad (12)$$

Deci soluţia generală a ecuaţiei (7) se scrie :

$$\underline{\mathfrak{B}}_z(x) = \underline{A}_0 \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{\pi}{\tau}x} + \underline{A}_1 \cdot \mathrm{e}^{(1+\mathrm{j})\lambda x} + \underline{A}_2 \cdot \mathrm{e}^{-(1+\mathrm{j})\lambda x} \qquad (13)$$

unde $\underline{A}_0$ şi λ au expresiile date de (9) şi respectiv (12).

Pentru determinarea constantelor $\underline{A}_1$ şi $\underline{A}_2$ vom pune condiţiile la limită pentru cîmpul din întrefier în zona plăcii. Valoarea acestuia trebuie să fie egală la cele două extremităţi ale plăcii pentru orice moment de timp t cu cea a cîmpului din afara zonei ocupată de indus. Cele două condiţii la limită puse pentru cîmpul din zona indusului nu reprezintă altceva decît condiţiile de „coasere" pe frontiera domeniului delimitat de placă, a inducţiei magnetice a întrefierului din cele două regiuni.

Putem scrie deci :

$$\begin{aligned} b_z^*(0,t) &= b_z(0,t) \\ b_z^*(a,t) &= b_z(a,t). \end{aligned} \qquad (14)$$

Sau ţinînd seama de reprezentările din complex :

$$\begin{aligned} \underline{b}_z^*(0,t) &= \underline{b}_z(0,t) \\ \underline{b}_z^*(a,t) &= \underline{b}_z(a,t). \end{aligned} \qquad (15)$$

Din cele două relaţii (15) ţinînd seama de (4) şi (6) obţinem :

$$\mathrm{j}\frac{\tau \cdot \mu_0}{\pi \cdot \delta} \cdot J_{1y} = \underline{B}_z(0) = \underline{\mathfrak{B}}_z(0)$$

$$\mathrm{j}\frac{\tau \cdot \mu_0}{\pi \cdot \delta} \cdot J_{1y} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{\pi}{\tau}a} = \underline{B}_z(a) \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{\pi}{\tau}a} = \underline{\mathfrak{B}}_z(a). \qquad (16)$$

Soluţia generală (13) în care vom face pe rînd $x = 0$ şi $x = a$ şi relaţiile (16) ne vor duce la următorul sistem de două ecuaţii din care se determină constantele $\underline{A}_1$ şi $\underline{A}_2$:

$$\underline{A}_0 + \underline{A}_1 + \underline{A}_2 = \mathrm{j}\frac{\tau \cdot \mu_0}{\pi \cdot \delta} \cdot J_{1y}$$

$$\underline{A}_0 \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{\pi}{\tau}a} + \underline{A}_1 \cdot \mathrm{e}^{(1+\mathrm{j})\lambda a} + \underline{A}_2 \cdot \mathrm{e}^{-(1+\mathrm{j})\lambda a} = \mathrm{j}\frac{\tau \cdot \mu_0}{\pi \cdot \delta} \cdot J_{1y} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{\pi}{\tau}a}. \qquad (17)$$

Rezolvînd se găseşte :

$$\underline{A}_{1,2} = \pm J_{1y}\left[\mathrm{j}\frac{\tau \cdot \mu_0}{\pi \cdot \delta} - \frac{\rho_s}{v_1}\left(s^2 + \frac{1}{\omega_1^2 T^2}\right)\left(s - \mathrm{j}\frac{1}{\omega_1 T}\right)\right] \cdot \frac{\mathrm{e}^{\mp(1+\mathrm{j})\lambda a} - \mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{\pi}{\tau}a}}{\mathrm{e}^{-(1+\mathrm{j})\lambda a} - \mathrm{e}^{(1+\mathrm{j})\lambda a}}. \qquad (18)$$

Avînd determinate constantele $\underline{A}_0$, $\underline{A}_1$ şi $\underline{A}_2$ putem scrie expresia finală a soluţiei (13) a ecuaţiei diferenţiale (7).

$\underline{\mathfrak{B}}_z(x)$ o dată determinat, rezultă că pentru a afla cîmpul din întrefier în zona plăcii trebuie să calculăm :

$$b_z(x,t) = \mathrm{Im} \cdot \left[\underline{\mathfrak{B}}_z(x) \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{\pi}{\tau}sv_1 t}\right]. \qquad (19)$$

Făcînd calculele se ajunge la următoarea expresie :

$$\begin{aligned} b_z(x,t) = J_{1y} \cdot \frac{\rho s}{v_1} \cdot \frac{s}{s^2 + \frac{1}{\omega_1^2 T^2}} \cdot \Bigg\{ & \left[1 + A \cdot \mathrm{sh}\,\lambda x \cdot \cos\lambda x - B \,\mathrm{ch}\,\lambda x \cdot \sin\lambda x\right] \cdot \\ & \cdot \sin(x - sv_1 t) - \left[\frac{1}{s\omega_1 T} + A \,\mathrm{ch}\,\lambda x \sin\lambda x - \right. \\ & \left. - B \,\mathrm{sh}\,\lambda x \cdot \cos\lambda x\right] \cdot \cos(x - sv_1 t) + \\ & + [P(x) + s\omega_1 T Q(x)] \sin\frac{\pi}{\tau}x + \\ & + [Q(x) - s\omega_1 T \cdot P(x)] \cdot \cos\frac{\pi}{\tau}x \Bigg\} \end{aligned} \qquad (20)$$

unde :

$$\begin{aligned} A &= \frac{1}{\mathrm{ch}\,2\lambda a - \cos 2\lambda a} \cdot (\mathrm{sh}\,\lambda a \cdot \cos\lambda a + \\ &\qquad + s\omega_1 T \cdot \mathrm{ch}\,\lambda a \cdot \sin\lambda a) \\ B &= \frac{1}{\mathrm{ch}\,2\lambda a - \cos 2\lambda a} \cdot (\mathrm{ch}\,\lambda a \cdot \sin\lambda a + \\ &\qquad + s\omega_1 T \cdot \mathrm{sh}\,\lambda a \cdot \cos\lambda a) \\ P(x) &= \frac{1}{\mathrm{ch}\,2\lambda a - \cos 2\lambda a}[\mathrm{ch}\,\lambda(2a - x) \cdot \\ &\qquad \cdot \cos\lambda x - \mathrm{ch}\,\lambda x \cdot \cos\lambda(2a - x)] \\ Q(x) &= \frac{1}{\mathrm{ch}\,2\lambda a - \cos 2\lambda a}[\mathrm{sh}\,\lambda x \cdot \\ &\qquad \cdot \sin\lambda(2a - x) - \mathrm{sh}\,\lambda(2a - x)\sin\lambda x] \end{aligned} \qquad (20')$$

Expresia (20) se poate pune şi sub forma :

$$b_z(x,t) = B_d(x)\cdot\sin\frac{\pi}{\tau}(x - sv_1t) + \\ + B_q(x)\cdot\cos\frac{\pi}{\tau}(x - sv_1t) \qquad (21)$$

unde :

$$B_d(x) = J_{1y}\frac{\rho_s}{v_1}\cdot\frac{s}{s^2+\frac{1}{\omega_1^2T^2}}\cdot \\ \cdot\left[1 + A\cdot\mathrm{sh}\,\lambda x\cdot\cos\lambda x - B\,\mathrm{ch}\,\lambda x\cdot\sin\lambda x - \right. \\ \left. -(P + s\omega_1T\cdot Q)\cos\frac{\pi}{\tau}x + (Q - s\omega_1T)\sin\frac{\pi}{\tau}x\right]; \qquad (21')$$

$$B_q(x) = J_{1y}\cdot\frac{\rho_s}{v_1}\cdot\frac{s}{s^2+\frac{1}{\omega_1^2T^2}}\cdot \\ \cdot\left[-\frac{1}{s\omega_1T} - A\,\mathrm{ch}\,\lambda x\cdot\sin\lambda x + B\,\mathrm{sh}\,\lambda x\cos\lambda x + \right. \\ \left. + (P + s\omega_1T\cdot Q)\sin\frac{\pi}{\tau}x + (Q - s\omega_1T)\cos\frac{\pi}{\tau}x\right].$$

De la această expresie a lui $b_z(x,t)$ se poate trece uşor la cea dată de relaţia (5) :

$$b_z(x,t) = B_z(x)\cdot\sin\left[\frac{\pi}{\tau}(x - sv_1t) + \varphi\right]$$

unde :

$$B_z(x) = \sqrt{B_d^2(x) + B_q^2(x)} \qquad (21'')$$

$$\mathrm{tg}\,\varphi = \frac{B_q(x)}{B_d(x)}.$$

Determinarea caracteristicilor mecanice $F=f(s)$

Expresia (21) sub care este pus cîmpul din întrefier are o deosebită importanţă practică, ea reuşind să separe acest cîmp în două unde cu amplitudinea modulată, una fiind în fază spaţială cu unda solenaţiei inductoare, iar cealaltă în cuadratură spaţială cu aceasta.

Avînd în vedere această observaţie, rezultă pentru forţa electromagnetică ce se exercită asupra indusului următoarea expresie :

$$F = l\cdot\int_0^a\left[\frac{\omega_1}{2\pi}\int_0^{\frac{2\pi}{\omega_1}} b_z(x,t)\cdot j_{1y}(x,t)\cdot\mathrm{d}t\right]\mathrm{d}x = \\ = J_{1y}l\int_0^a B_d(x)\cdot\mathrm{d}x. \qquad (22)$$

Cu alte cuvinte, forţa dezvoltată de maşină la o anumită alunecare s este direct proporţională cu aria mărginită de curba $B_d(x)$ trasată la alunecarea respectivă şi axa absciselor.

Din motive lesne de înţeles, curba $B_d(x)$ va avea ordonatele nule la $x = 0$ şi $x = a$, oricare ar fi alunecarea s. Aceasta din simplul motiv că în afara zonei plăcii indusului, unda cîmpului magnetic din întrefier este în cuadratură spaţială cu unda densităţii liniare a solenaţiei inductoare, adică $B_d = 0$ pentru această zonă.

Expresia (22), prin trasarea curbelor $B_d(x)$ la diverse alunecări s, ne dă deci posibilitatea să trasăm prin puncte curba $F = f(s)$.

Într-un calcul de proiectare dacă se alege alunecarea s la care să funcţioneze maşina în regim nominal, nu ne interesează decît curba $B_d(x)$ trasată la acea alunecare.

Relaţia $F = f(s)$ poate fi dedusă şi analitic prin efectuarea integralei (22) în care B_d este dat de (20') şi (21'). Calculele deşi lungi nu ridică probleme, căci în ultimă instanţă avem de efectuat nişte integrale de forma :

a) $\int e^{dx}\cdot\cos\beta x\cdot\mathrm{d}x$

b) $\int e^{dx}\cdot\sin\beta x\cdot\mathrm{d}x.$

Din acest motiv şi din cauză că expresia deţinută pentru F va fi foarte greoaie nu vom face calculul aestei integrale.

Pentru a vedea modul de variaţie a înfăşurătoarelor amplitudinilor celor două componente ale cîmpului din întrefier în zona indusului, precum şi a înfăşurării $B(x)$ a amplitudinii acestui cîmp, am trasat cele trei categorii de curbe la diverse alunecări.

Curbele au fost trasate la un calculator HWRET-PAKARD 9100-B înzestrat cu ploter, pentru următoarele valori ale mărimilor care intervin în relaţiile (21') :

$J_{1y} = 80$ A/cm — inductorul fiind dublu, această valoare a păturii de curent nu este exagerată ; $a = 10$ cm ; $\tau = 5$ cm ; $l = 6$ cm ; $\delta = 4$ mm ; $\Delta = 2$ mm — grosimea plăcii indusului făcută din cupru.

Cu aceste mărimi rezultă :

$$\rho_s = \frac{\rho_{cu}}{\Delta} = 8{,}5\cdot10^{-6}\,\Omega$$

$$\omega\cdot T \cong 3.$$

Curbele sînt prezentate în figurile 2 şi 3.

Aceleaşi curbe pot fi date şi în mărimi relative. În acest caz pe axa ordonatelor vom avea mărimile adimensionale :

$$B_d^r = B_d/J_{1y}\cdot\frac{\rho_s}{v_1} \quad (\text{u.r.})$$

$$B_q^r = B_q/J_{1y}\cdot\frac{\rho_s}{v_1} \quad (\text{u.r.}).$$

În figura 4 au fost trasate numai curbele $B_d(x)$ la mai multe alunecări. Cu ajutorul acestor curbe prin integrarea grafică tot pe calculator s-a trasat curba $F = f(s)$ prin puncte. În figura 5 se reprezintă această curbă în

valori absolute pentru mărimile adoptate, cît şi în u.r. unde:

$$F^r = F/J_{1y}^2 \cdot \frac{l \cdot \rho_s}{f_1} \text{ (u.r.)}; \quad f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi}.$$

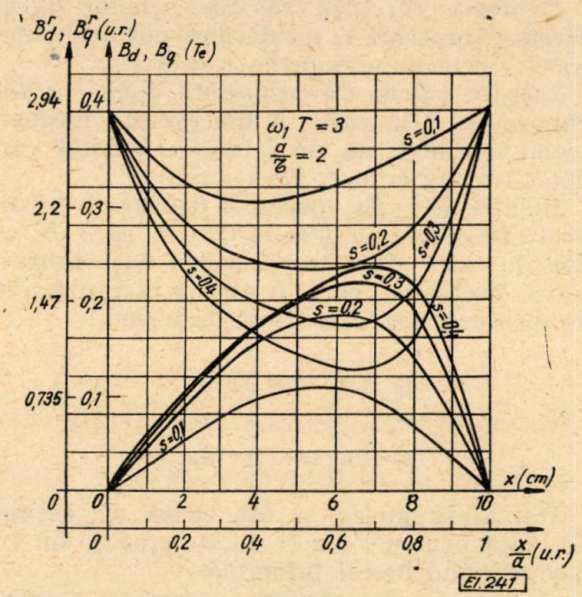


Fig. 2

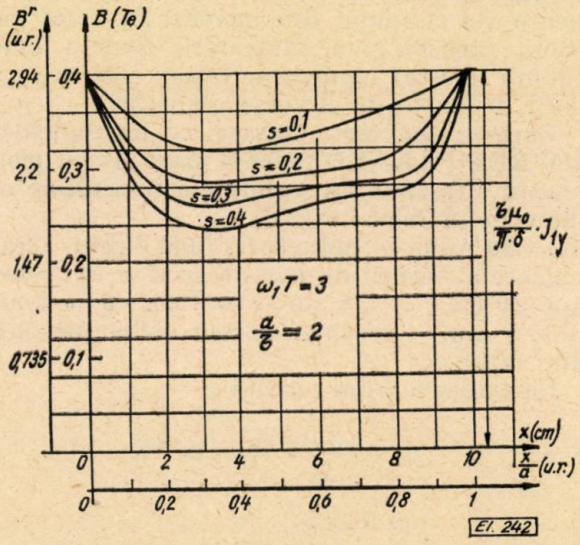


Fig. 3

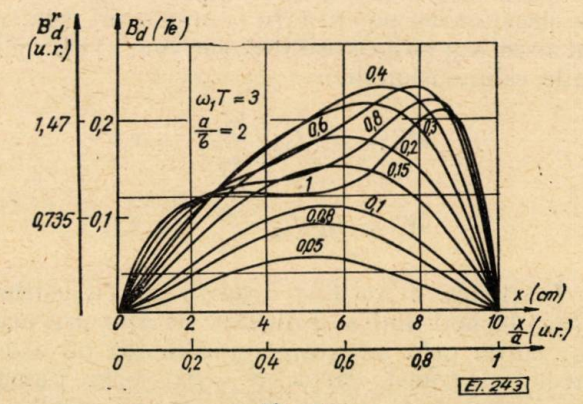


Fig. 4

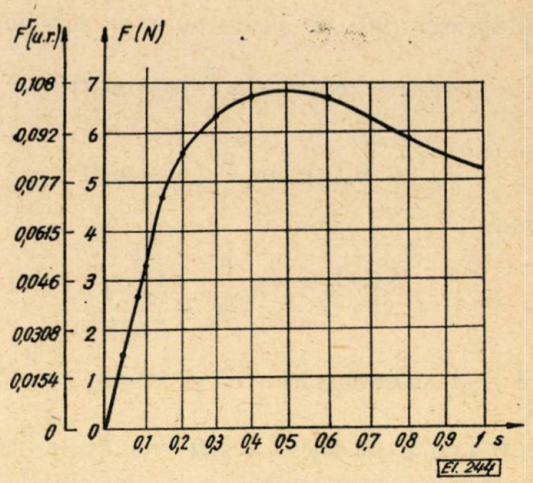


Fig. 5

Concluzii

După cum se observă expresiile obţinute pentru calculul cîmpului din întrefier sînt destul de complicate. De asemenea, şi expresia care s-ar obţine pentru forţă prin efectuarea integralei de la (22) ar fi greoaie.

Expresiile acestor mărimi devin extrem de lungi şi greu de manevrat dacă se ţine seama de cîmpul de scăpări al plăcii indusului şi anume de cel situat numai în zonele frontale [1]. Trasarea unor curbe şi desprinderea anumitor concluzii practice pe baza expresiilor deduse în [1] devine foarte dificilă chiar folosind un calculator numeric. De altfel acest lucru nu se încearcă în articolul respectiv, care rămîne prin excelenţă o lucrare de incontestabilă valoare teoretică.

Pentru un calcul de proiectare este suficient să se traseze prin metoda arătată o familie de curbe $F^r = f(s)$ la diverse valori ale mărimilor $\omega_1 T$ şi $\frac{a}{\tau}$.

Este de menţionat faptul că spre deosebire de motorul asincron liniar cu indusul scurt la acest tip de motor liniar caracteristica mecanică prezintă o zonă de instabilitate exact ca la motorul asincron rotativ. Alunecarea critică este în jur de 0,5, iar funcţie de gradul de suprasarcină prescris, alunecarea nominală se alege în game 0,1÷0,3.

Într-un calcul de proiectare se alege alunecarea nominală în gama menţionată, iar apoi se determină pasul polar τ al înfăşurării din condiţia de a avea respectată viteza impusă. Avînd în continuare ales raportul $\frac{a}{\tau}$, în general cuprins între limitele (2—4), şi valorile δ şi Δ se determină mărimea $\omega_1 T$. Cunoscînd $\omega_1 T$, $\frac{a}{\tau}$ şi alunecarea s la care funcţionează maşina, se deduce pe familia de caracteristici trasate valoarea relativă F a forţei.

Cunoscînd pe F^r şi ţinînd seama că J_{1y} este limitat superior, se determină în cele din urmă lăţimea l a maşinii ce asigură valoarea impusă a forţei F.

Bibliografie

[1] *Răduleţ, R.* şi *Ifrim, A.* Zugkraft linearer induktionsmotoren mit ankerlamelle. În : Revue roumaine des sciences techniques série Électrotechnique et énergétique tome 15, nr. 1, 1970.

[2] *Laithwaite, E. R.* Induction machines for special purposes. London, Ed. George Newnes, 1966.

[3] *Radu, A.* Determinarea repartiţiei cîmpului magnetic în întrefierul motorului liniar cu inductorul scurt şi conexiunea serie a bobinajului. În : Electrotehnica, nr. 11, 1970, pag. 411—425.

[4] *Laithwaite, E.R.* Same aspects of electrical machines with open magnetic circuits. În : Proc. I.E.E., **115**, nr. 9, 1968, p. 1257—1283.

[5] *Barlow, H.E.* Traveling-field theory of induction type instruments and motors. În : Proc. I.E.E., **112**, nr. 6, 1965, p. 1208—1214.

[6] *Nasar, S.A.* Electromagnetics fields and forces in a liniar induction motor tyking into account edge effects. In : Proc. I.E.E., **116**, nr. 4. 1969, p. 605—609.

[7] *Preston, T. W.* şi *Reece, A. B.* Transverse edge effects in liniar induction motors. In : Proc. I.E.E., **116**. nr. 6, 1969, p. 973—979.

[8] *Poloujadoff, M., Pelenc Y., Reyx, Ph.* Les hypothèses de calcul des moteurs linéaires à induction. In : R.G.E., **80**, nr. 1, 1971, p. 29—33.

[9] *Bolton, H.* Transverse edge effect in sheet rotor induction motor. In : Proc. I.E.E., **116**, nr. 5, 1969, p. 725 — 729.

[10] *Poloujadoff, M.*, Perfectionnement à la théorie des moteurs d'induction linéaire destinés à la traction. In : C.R. Acad. Sci (Paris) **263**, seria B, 1966, p. 605 — 607.

Intrat în redacţie la 24 II. 1972

Metodă analitică de calcul a curentului secundar permanent periodic al transformatorului de curent cu miezul saturat

IOAN BRAŞOVAN*— Timişoara

CZ 621.314.224.3.018.7.001.25

Funcţionarea transformatorului de curent în regimul permanent determinat de un curent primar sinusoidal care provoacă saturarea miezului feromagnetic prezintă o importanţă deosebită în analizarea comportării instalaţiilor de măsurare şi protecţie prin relee ale sistemelor electroenergetice şi a fost studiată sub diferite aspecte în literatura de specialitate. Datorită saturării miezului feromagnetic forma de variaţie în timp a curentului secundar al transformatorului de curent este distorsionată faţă de cea a curentului primar sinusoidal, fapt scos în evidenţă de verificările experimentale [7], [8], [12]. În [4], [5] se determină forma distorsionată de variaţie în timp a curentului secundar în regimul de saturare al miezului feromagnetic, caracteristica magnetică neliniară fiind considerată rectangulară. Determinarea curentului din circuitul secundar al unui transformator de curent cu înfăşurarea primară străbătută de un curent sinusoidal, în regimul de saturare a miezului feromagnetic, se poate face mai precis prin metoda analitică de calcul descrisă în continuare. Această metodă se bazează pe aproximarea analitică a caracteristicii magnetice neliniare a circuitului feromagnetic al transformatorului de curent printr-o expresie polinomială, care ţine seama de pierderile de energie din miezul de fier.

* Dr. ing. *I. Braşovan* este şef de lucrări la Catedra de măsuri şi centrale electrice a Facultăţii de electrotehnică din Institutul politehnic „Traian Vuia" — Timişoara.

Ecuaţiile de funcţionare ale transformatorului de curent în regimul permanent periodic

Se consideră transformatorul de curent, avînd o singură înfăşurare primară şi o singură înfăşurare secundară, la ale cărei borne secundare este conectată o impedanţă cu caracter inductiv (fig. 1). T.m.m. a curenţilor turbionari ce

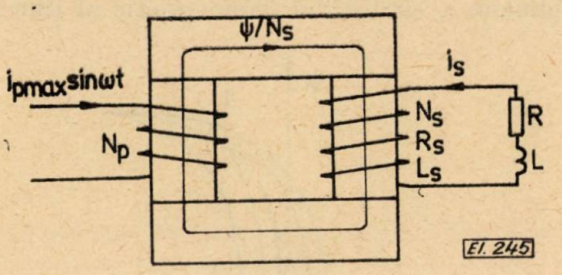


Fig. 1

au loc în miezul feromagnetic, capacităţile între spirele înfăşurărilor şi capacităţile între înfăşurări se neglijează.

Pentru schema din figura 1 se scrie :

$$i_{pmax} N_p \sin \omega t + i_s N_s = i_l N_p \qquad (1)$$

$$-\frac{d\psi}{dt} = (L_s + L)\frac{di_s}{dt} + (R_s + R)\, i_s \qquad (2)$$

în care $i_{pmax} \sin \omega t$ este valoarea momentană a curentului primar permanent determinat de reţeaua exterioară transformatorului de curent ;

i_s — valoarea momentană a curentului secundar; i_t — valoarea momentană a curentului total redus la înfășurarea primară; N_p — numărul de spire al înfășurării primare; N_s — numărul de spire al înfășurării secundare; ψ — valoarea momentană a înlănțuirii magnetice a înfășurării secundare corespunzătoare fluxului fascicular util; L_s, R_s inductivitatea de dispersie respectiv rezistența înfășurării secundare, iar L, R —inductivitatea respectiv rezistența sarcinii conectată la bornele secundare ale transformatorului de curent.

Legătura între ecuațiile (1) și (2) este dată de proprietățile circuitului feromagnetic al transformatorului de curent, pe baza caracteristicii magnetice neliniare. În regimul permanent periodic de funcționare al transformatorului de curent, caracteristica magnetică neliniară este o funcție

$$i_t = i_t\ (\psi, \mathrm{d}\psi/\mathrm{d}t) \qquad (3)$$

căreia îi corespunde în planul (ψ, i_t) o familie de cicluri de histerezis simetrice (fig.2). Locul geometric al vîrfurilor ciclurilor de histerezis simetrice (curba 1, fig. 2) este caracteristica fundamentală de magnetizare a circuitului feromagnetic al transformatorului de curent. La un circuit feromagnetic dat aspectul și dimensiunile ciclurilor de histerezis simetrice depind de perioada și forma de variație în timp a înlănțuirii magnetice. În cazul funcționări transformatorului de curent în regimul permanent periodic sinusoidal al curentului primar, cu saturarea miezului feromagnetic, forma de variație în timp a înlănțuirii magnetice ψ se abate întrucîtva de la cea armonică. Deoarece la această formă de variație nearmonică în timp a înlănțuirii magnetice ψ modificarea aspectului caracteristicii magnetice neliniare a circuitului feromagnetic al transformatorului de curent este neesențială [5], se iau în considerare ciclurile de histerezis simetrice determinate experimental la o formă de variație

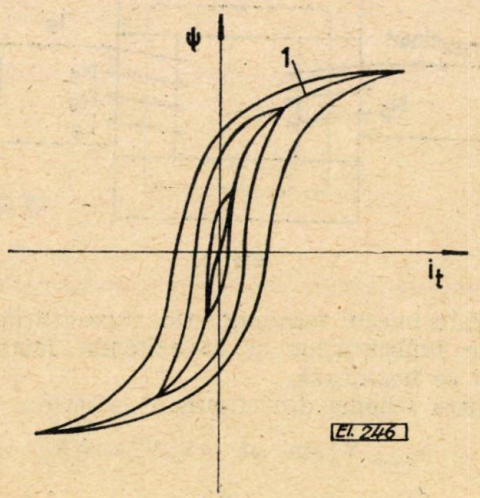


Fig. 2

armonică în timp a înlănțuirii magnetice ψ, cu frecvența circulară ω a curentului primar; ipoteza simplificatoare de mai sus nu reduce simțitor precizia calculelor, micșorează în schimb volumul lor.

Pentru a obține soluții cu caracter general, ecuațiile (1) — (3) se rezolvă analitic, reprezentarea grafică a caracteristicii magnetice neliniare (fig. 2) fiind înlocuită prin aproximarea analitică:

$$i_t = a_1 \psi + a_{2r+1} \psi^{2r+1} + \frac{a_0}{\omega} \frac{\mathrm{d}\psi}{\mathrm{d}t} \qquad (4)$$

valabilă în cazul variației armonice a înlănțuirii magnetice ψ în funcție de timp [11]. În această expresie r este un număr întreg pozitiv, ω frecvența circulară a înlănțuirii magnetice ψ, iar a_0, a_1, a_{2r+1} sînt coeficienți care se determină în modul indicat în anexa 1.

Introducînd valorile de referință $1/\omega$ a timpului, i_b a curenților și ψ_b a înlănțuirii magnetice, se definesc mărimile adimensionale

$$\tau = \omega t\,;\ x_{pmax} = \frac{i_{pmax}}{i_b}\,;\ x_s = \frac{i_s}{i_b}\,;$$

$$x_t = \frac{i_t}{i_b}\ ;\ y = \frac{\psi}{\psi_b} \qquad (5)$$

care constituie valorile relative ale timpului, curenților și înlănțurii magnetice. Cu ajutorul acestor mărimi și a notațiilor

$$\frac{(L_s + L)\, i_b}{\psi_b} = \alpha\,;\quad \frac{(R_s + R)\, i}{\psi_b\, \omega} = \beta \qquad (6)$$

ecuațiile (1), (4), (2) se scriu sub forma:

$$x_{pmax} N_p \sin \tau + x_s N_s = x_t N_p \qquad (7)$$

$$x_t = y + y^{2r+1} + b_0 \frac{\mathrm{d}y}{\mathrm{d}t} \qquad (8)$$

$$-\frac{\mathrm{d}y}{\mathrm{d}\tau} = \alpha \frac{\mathrm{d}x_s}{\mathrm{d}\tau} + \beta\, x_s. \qquad (9)$$

Comparînd între ele expresiile (4), (8) se obține

$$\psi_b = \sqrt[2r]{\frac{a_1}{a_{2r+1}}}\,;\ i_b = a_1 \sqrt[2r]{\frac{a_1}{a_{2r+1}}}\ ;\ b_0 = \frac{a_0}{a_1}\,; \qquad (10)$$

Din cele arătate rezultă că alegerea valorilor de referință i_b, ψ_b a curenților respectiv a înlănțuirii magnetice este legată de expresia aproximării analitice a caracteristicii magnetice neliniare a circuitului feromagnetic al transformatorului de curent.

Pe baza ecuațiilor (6), (7) rezultă:

$$x_s = \frac{N_p}{N_s} \left(y + y^{2r+1} + b_0 \frac{\mathrm{d}y}{\mathrm{d}\tau} - x_{pmax} \sin \tau\right). \qquad (11)$$

Înlocuind expresia (11) în ecuația diferențială (9) se ajunge la :

$$\alpha b_0 \frac{d^2y}{d\tau^2} + A\frac{dy}{d\tau} + \alpha(2r+1)\, y^{2r}\frac{dy}{d\tau} + \beta y + \beta' y^{2r+1} = \alpha x_{pmax} \cos\tau + \beta x_{pmax} \sin\tau \quad (12)$$

în care

$$A = \frac{N_s}{N_p} + \alpha + \beta b_0. \quad (13)$$

Rezolvarea ecuațiilor de funcționare ale transformatorului de curent în regimul permanent periodic

În regimul permanent periodic soluția ecuației diferențiale (12) este o funcție periodică impară, întrucît caracteristica magnetică neliniară a miezului feromagnetic (fig. 2), fiind simetrică față de originea axelor de coordonate, introduce numai armonici superioare impare. Soluția este prin urmare de forma :

$$y = \sum_{k=0}^{q} y_{2k+1max} \sin[(2k+1)\tau - \varphi_{2k+1}] \quad (14)$$

în care $q \leqslant r$. Această soluție se determină folosind metoda balanței armonice [3], [10] și anume introducînd expresia (14) în ecuația diferențială (12).

La înlocuirea expresiei (14) în termenii neliniari ai ecuației diferențiale (12), se neglijează acele părți în care intervin produse sau puteri ale armonicelor superioare; se presupune prin urmare că :

$$y_{2m+1max} \cdot y_{2n+1max} = 0 \quad (15)$$

pentru $m = 1,2 \ldots q$ și $n = 1,2,\ldots,q$.

După înlocuirea expresiei (14) în ecuația diferențială (12) se separă termenii care au aceleași armonice, obținîndu-se un sistem de $2q$ ecuații de forma

$$\left.\begin{aligned}
&f_1(y_{1max}, \varphi_1, \ldots, y_{2k+1max}, \varphi_{2k+1}, \ldots, y_{2q+1max}, \varphi_{2q+1}) = \alpha x_{pmax}\\
&g_1(y_{1max}, \varphi_1, \ldots, y_{2k+1max}, \varphi_{2k+1}, \ldots, y_{2q+1max}, \varphi_{2q+1}) = \beta x_{pmax}\\
&\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\\
&\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\\
&f_{2h+1}(y_{1max}, \varphi_1, \ldots, y_{2k+1max}, \varphi_{2k+1}, \ldots, y_{2q+1max}, \varphi_{2q+1}) = 0\\
&g_{2h+1}(y_{1max}, \varphi_1, \ldots, y_{2k+1max}, \varphi_{2k+1}, y_{2q+1max}, \varphi_{2q+1}) = 0\\
&\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\\
&\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\\
&f_{2q+1}(y_{1max}, \varphi_1, \ldots, y_{2k+1max}, \varphi_{2k+1}, \ldots, y_{2q+1max}, \varphi_{2q+1}) = 0\\
&g_{2q+1}(y_{1max}, \varphi_1, \ldots, y_{2k+1max}, \varphi_{2k+1}, \ldots, y_{2q+1max}, \varphi_{2q+1}) = 0
\end{aligned}\right\} \quad (16)$$

Sistemul de ecuații (16) se rezolvă cu ajutorul metodei descrisă în anexa 2; prin intermediul ei se determină necunoscutele $y_{2k+1max}$, $\varphi_{2k+1}(k = 0, 1, 2, \ldots, q)$ care reprezintă de fapt amplitudinile respectiv fazele armonicelor soluției permanente periodice (14) a ecuației diferențiale (12).

Valorile mărimilor corespunzătoare expresiei (14) fiind cunoscute, se determină soluția permanentă periodică

$$x_s = \sum_{k=0}^{q} x_{s2k+1max} \sin[(2k+1)\tau - \varphi_{s2k+1}] \quad (17)$$

a ecuației diferențiale liniare neomogene cu coeficienți constanți (9). Identificînd între ei termenii corespunzători armonicei de ordinul $2k+1$ ($k = 0,1,2, \ldots, q$) se obține :

$$x_{s2k+1max} = \frac{(2k+1)\, y_{2k+1max}}{\sqrt{\alpha^2(2k+1)^2+\beta^2}} \quad (18)$$

$$\varphi_{s2k+1} = \arcsin \frac{\beta\cos\varphi_{2k+1} - \alpha(2k+1)\sin\varphi_{2k+1}}{\sqrt{\alpha^2(2k+1)^2+\beta^2}} \quad (19)$$

$$\varphi_{s2k+1} = \arccos\left[-\frac{\alpha(2k+1)\cos\varphi_{2k+1} + \beta\sin\varphi_{2k+1}}{\sqrt{\alpha^2(2k+1)^2+\beta^2}}\right]. \quad (20)$$

Curentul secundar i_s al transformatorului de curent în regimul de funcționare permanent periodic, cu saturarea miezului feromagnetic, se află în final pe baza expresiilor (5), (17)—(20).

Metoda de calcul descrisă a fost dezvoltată de autor; se remarcă introducerea printr-o expresie analitică a pierderilor în fier la studiul funcționării transformatorului de curent în regimul permanent periodic, cu saturarea miezului feromagnetic, fapt necunoscut în literatura de specialitate.

Verificare experimentală

La verificarea experimentală a metodei analitice de calcul prezentată în lucrare, funcționarea transformatorului de curent în regimul de saturare al miezului feromagnetic s-a realizat prin conectarea la bornele înfășurării secundare a unei impedanțe avînd valoarea cu mult mai mare decît impedanța sarcinii nominale, valoarea efectivă a curentului primar permanent sinusoidal fiind mai mică decît curentul nominal

primar. Regimul acesta de funcționare al transformatorului de curent poate fi echivalat cu regimul în care saturarea miezului de fier are loc la sarcină nominală și la valori efective ale curentului primar permanent sinusoidal care depășesc cu mult curentul nominal primar, regim în care lucrează transformatoarele de curent din sistemele eletroenergetice afectate de scurtcircuite. Echivalarea este corectă mai ales în cazul transformatoarelor de curent cu miezul feromagnetic inelar (toroidal) lipsit de întrefier și înfășurările uniform repartizate de-a lungul miezului [2].

Metoda analitică de calcul al curentului secundar permanent periodic al transformatorului de curent cu miezul saturat, prezentată în această lucrare, a fost verificată experimental pe un transformator de curent tip Ti 44-1 (Hartmann und Braun). Miezul inelar al acestui transformator de curent a fost realizat prin înfășurarea unei benzi feromagnetice, iar înfășurarea primară precum și înfășurarea secundară au fost repartizate uniform de-a lungul miezului. Transformatorul de curent tip Ti 44-1 are următoarele date tehnice: curentul nominal primar $I_{pn} = 15$ A, curentul nominal secundar $I_{sn} = 5$ A, frecvența nominală $f_n = 50$ Hz, impedanța sarcinii normale $Z_{sn} = 0{,}2\ \Omega$, $N_s/N_p \cong I_{pn}/I_{sn} = 15/5 = 3$.

Caracteristica magnetică neliniară a circuitului feromagnetic al transformatorului de curent corespunzătoare variației armonice cu frecvența $f = 50$ Hz a înlănțuirii magnetice ψ a fost determinată experimental prin metoda osciloscopului catodic și redată grafic în figura 3 și figura 4.

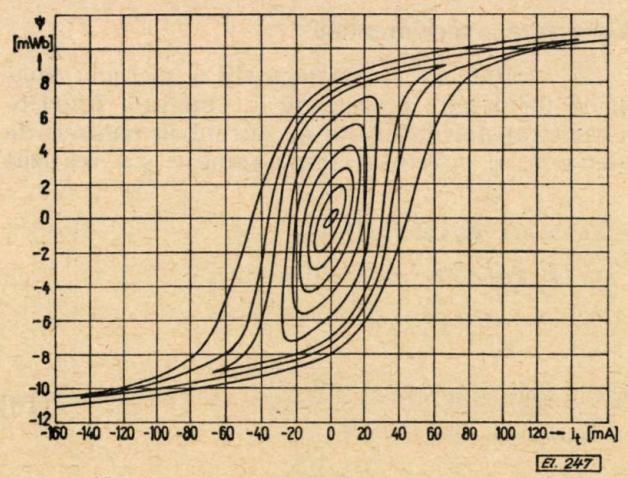


Fig. 3

Prin măsurări s-au obținut inductivitatea de dispersie a înfășurării secundare $L_s \cong 0$, inductivitatea sarcinii $L = 4{,}38$ mH, rezistența înfășurării secundare $R = 0{,}3\ \Omega$ și rezistența sarcinii $R = 8{,}65\ \Omega$.

Curentul primar permanent sinusoidal al transformatorului de curent a avut amplitudinea $i_{pmax} = 1{,}65$ A și frecvența $f = 50$ Hz, iar forma de variație în timp determinată experimental a curentului secundar permanent periodic s-a redat în figura 5.

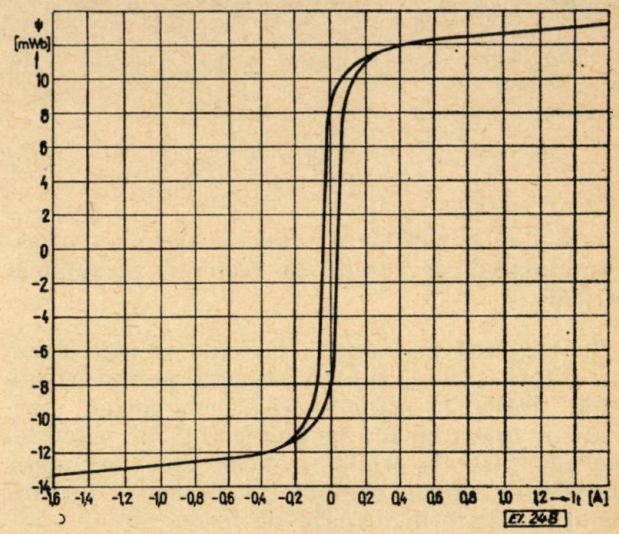


Fig. 4

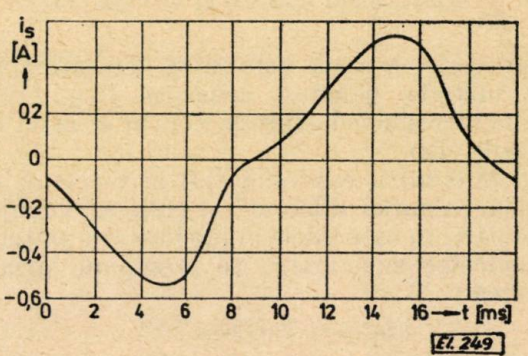


Fig. 5

Aplicînd metoda descrisă în anexa 1, s-a determinat aproximarea analitică polinomială

$$i_t = 3{,}94\ \psi + 5{,}54 \cdot 10^{20}\ \psi^{11} + \frac{3{,}45}{314}\frac{d\psi}{dt} \qquad (21)$$

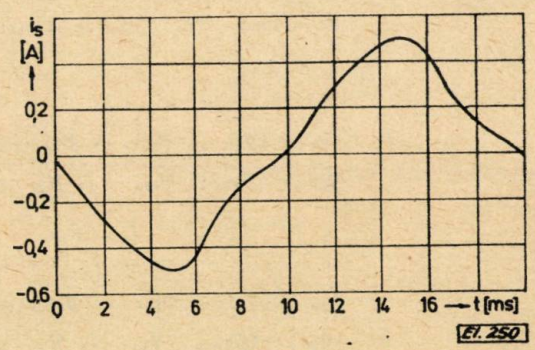


Fig. 6

a caracteristicii magnetice neliniare din figurile 3 și 4. Curentul secundar permanent periodic s-a calculat prin metoda analitică descrisă în lucrare și s-a reprezentat apoi grafic în figura 6.

Comparînd între ele diagramele din figurile 5 şi 6 se constată concordanţa satisfăcătoare dintre curba determinată experimental şi cea calculată a curentului secundar permanent periodic al transformatorului de curent.

Concluzii

Metoda de calcul al curentului secundar permanent periodic al transformatorului de curent cu miezul saturat descrisă în lucrare, se bazează pe aproximarea analitică a caracteristicii magnetice neliniare a circuitului feromagnetic şi pe metoda balanţei armonice. La deducerea relaţiilor analitice s-au adoptat unele ipoteze simplificatoare, iar pe parcursul demonstraţiilor anumiţi termeni ai ecuaţiilor de funcţionare ale transformatorului de curent au fost neglijaţi, fără ca prin aceasta precizia calculelor să se reducă simţitor. Rezultatele determinate experimental au fost apropiate de cele calculate, fapt care dovedeşte valabilitatea metodei.

ANEXA 1

Determinarea coeficienţilor aproximării analitice polinomiale a caracteristicii magnetice neliniare a circuitului feromagnetic

Primii doi termeni ai aproximării analitice polinomiale

$$i_t = a_1 \psi + a_{2r+1} \psi^{2r+1} + \frac{a_0}{\omega} \frac{d\psi}{dt} \tag{22}$$

corespund caracteristicii fundamentale de magnetizare. Aproximarea analitică este cu atît mai precisă cu cît gradul $2r + 1$ al polinomului este mai ridicat [6]. Coeficienţii a_1, a_{2r+1} se determină pe baza metodei erorii relative patratice minime [9] rezolvînd sistemul de ecuaţii

$$\left.\begin{aligned} a_1 \sum_{k=1}^{m} \frac{\psi_k^2}{i_{t\mu k}^2} + a_{r2+1} \sum_{k=1}^{m} \frac{\psi_k^{2r+2}}{i_{t\mu k}^2} &= \sum_{k=1}^{m} \frac{\psi_k}{i_{t\mu k}} \\ a_1 \sum_{k=1}^{m} \frac{\psi_k^2}{i_{t\mu k}^2} + a_{r2+1} \sum_{k=0}^{m} \frac{\psi_k^{4r+2}}{i_{t\mu k}^2} &= \sum_{k=1}^{m} \frac{\psi_k^{2r+1}}{i_{t\mu k}} \end{aligned}\right\} \tag{23}$$

în care ψ_k, $i_{t\mu k}$ ($k = 1,2, \ldots, m$) sînt coordonatele a m puncte de pe caracteristica fundamentală de magnetizare.

Ultimul termen al aproximării analitice (22) ţine seama de pierderile de energie ce au loc în miezul feromagnetic al transformatorului de curent. Pentru un ciclu de histerezis simetric corespunzător înlănţuirii magnetice armonice

$$\psi = \psi_{max} \cos \omega t \tag{24}$$

se poate scrie [11]

$$\frac{a_0}{\omega} \frac{d\psi}{dt} = a_0 \left(\pm \sqrt{\psi_{max}^2 - \psi^2}\right), \tag{25}$$

Dacă înlănţuirea magnetică are valoarea $\psi = 0$ atunci curentul total are valoarea i_{tc} corespunzătoare cîmpului coercitiv al circuitului feromagnetic al transformatorului de curent. În acest caz din relaţiile (22), (25) rezultă :

$$i_{tc} = a_0 \psi_{max} \tag{26}$$

sau

$$a_0 = \frac{i_{tc}}{\psi_{max}}.$$

Coeficientul a_0 se determină pentru fiecare ciclu de histerezis simetric al caracteristicii magnetice neliniare, în relaţia (22) înlocuindu-se media valorilor calculate.

ANEXA 2

Rezolvarea sistemului de ecuaţii (16)

Primele două ecuaţii ale sistemului (16) au următoarele expresii :

$$f_1 (y_{1max}, \varphi_1, \ldots, y_{2k+1max}, \varphi_{2k+1}, \ldots y_{2q+1max}, \varphi_{2q+1}) =$$
$$= \left[A\, \alpha\, (2r+1) \binom{2r}{r} \left(\frac{y_{1max}}{2}\right)^{2r}\right] y_{1max} \cos\varphi_1 - (\beta -$$
$$- \alpha\, b_0)\, y_{1max} \sin \varphi_1 - \beta \binom{2r+1}{r} \left(\frac{y_{1max}}{2}\right)^{2r} y_{1max} \sin \varphi_1 -$$
$$- C_{c1} = \alpha x_{p\,max} \tag{28}$$

$$g_1 (y_{1max}, \varphi_1, \ldots, y_{2k+1max}, \varphi_{2k+1}, \ldots, y_{2q+1max}, \varphi_{2q+1}) =$$
$$= \left[A + \alpha\, (2\, r + 1) \binom{2r}{r} \left(\frac{y_{1max}}{2}\right)^{2r}\right] y_{1max} \sin \varphi_1 +$$
$$+ (\beta - \alpha b_0) y_{1max} \cos\, \varphi_1 + \beta \binom{2r+1}{r} \left(\frac{y_{1max}}{2}\right)^{2r} y_{1\,max} \cos\varphi_1 -$$
$$- C_{s1} = \beta\, x_{pmax} \tag{29}$$

în care C_{c1}, C_{s1} sînt termeni ce conţin amplitudinile şi fazele armonicilor superioare. Neglijînd în ecuaţiile (28), (29) termenii C_{c1}, C_{s1} şi însumînd patratele expresiilor astfel obţinute, se ajunge la ecuaţia

$$[\alpha^2 (r+1) + \beta^2] \binom{2r+1}{r} \left(\frac{y_{1max}}{2}\right)^{4r+2} + 2\, [A\alpha\, (r+1) -$$
$$- (\alpha\, b_0 - \beta)\, \beta] \binom{2r+1}{r} \left(\frac{y_{1max}}{2}\right)^{2r+2} + [A^2 + (\alpha b_0 -$$
$$- \beta)^2] \left(\frac{y_{1max}}{2}\right)^2 = (\alpha^2 + \beta^2) \left(\frac{x_{pmax}}{2}\right)^2 \tag{30}$$

Rezolvînd ecuaţia (30) prin metode iterative sau grafice [1] se determină soluţia reală y_{1max}, care reprezintă amplitudinea primei armonici a expresiei (14). Amplitudinea y_{1max} astfel obţinută se înlocuieşte în sistemul de ecuaţii (28), (29) în care se neglijează termenii C_{c1}, C_{s1} ; acest sistem se rezolvă în raport cu sin φ_1, cos φ_1 obţinîndu-se

$$\varphi_1 = \arcsin \frac{\alpha\beta r \binom{2r+1}{r} \left(\frac{y_{1max}}{2}\right)^{2r} + A\beta + \alpha\, (\alpha b_0 - \beta)}{\alpha^2 + \beta^2} \frac{y_{1max}}{x_{pmax}} \tag{31}$$

$$\varphi_1 = \arccos \frac{[\alpha^2 (r+1) + \beta^2] \binom{2r+1}{r} \left(\frac{y_{1max}}{2}\right)^{2r} + A\alpha - \beta(\alpha b_0 - \beta)}{\alpha^2 + \beta^2} \frac{y_{\cdot max}}{x_{pmax}} \tag{32}$$

Datorită neglijărilor făcute în decursul demonstraţiei, din relaţiile (31), (32) rezultă valori diferite pentru unghiul φ_1 ; în calcule se operează în continuare cu valoarea lor medie.

Amplitudinea $y_{1max.}$ şi valoarea medie corespunzătoare unghiului φ_1 determinate din expresiile (30), (31), (32) se înlocuiesc în celelalte ecuaţii ale sistemului (16). Perechea de ecuaţii aferente armonicii de ordinul 2h + 1 este :

$$f_{2h+1} (y_{1max}, \varphi_1, \ldots, y_{2k+1max}, \varphi_{2k+1}, \ldots, y_{2q+1max},$$
$$\varphi_{2q+1}) = (2h+1)\, [A + \alpha\, (2r +$$
$$+ 1) \binom{2r}{r} \left(\frac{y_{1max}}{2}\right)^{2r}] y_{2h+1max} \cos\, \varphi_{2h+1} + \left\{\alpha b_0\, (2h +\right.$$
$$\left. + 1)^2 - \beta \left[1 + (2r+1) \binom{2r}{r} \left(\frac{y_{1max}}{2}\right)^{2r}\right]\right\} y_{2h+1max} \sin\, \varphi_{2h+1} -$$
$$- (-1)^h \beta \binom{2r+1}{r-h} \left(\frac{y_{1max}}{2}\right)^{2r} y_{1max} \sin\, [(2h +$$
$$+ 1)\, \varphi_1] - C_{c2h+1} = 0 \tag{33}$$

$$g_{2h+1}(y_{1max}, \varphi_1, \ldots, y_{2k+1max}, \varphi_{2k+1}, \ldots, y_{2q+1max}, \varphi_{2q+1}) = (2h+1)\left[A + \alpha(2r + 1)\binom{2r}{r}\left(\frac{y_{1max}}{2}\right)^{2r}\right] y_{2h+1max} \sin\varphi_{2h+1} - \left\{\alpha b_0 (2h+1)^2 - \beta\left[1 + (2r + 1)\binom{2r}{r}\left(\frac{y_{1max}}{2}\right)^{2r}\right]\right\} y_{2h+1max} \cos\varphi_{2h+1} + (-1)^h \beta \binom{2r+1}{r-h}\left(\frac{y_{1max}}{2}\right)^{2r} y_{1max} \cos[(2h + 1)\varphi_1] - C_{s2h+1} = 0 \quad (34)$$

în care C_{c2h+1}, C_{s2h+1} reprezintă termeni ce conţin amplitudinile şi fazele altor armonici decît cea de ordinul $2h+1$. Neglijînd termenii C_{c2h+1}, C_{s2h+1} din ecuaţiile (33), (34), grupînd în mod corespunzător ceilalţi termeni şi însumînd pătratele expresiilor astfel obţinute, rezultă:

$$y_{2h+1max} = \frac{\beta}{N_{2h+1}}\binom{2r+1}{r-h}\left(\frac{y_{1max}}{2}\right)^{2r} y_{1max} \quad (35)$$

cu

$$N^2_{2h\pm1} = [\alpha^2(2h+1)^2 + \beta^2(r+1)^2]\binom{2r+1}{r}^2\left(\frac{y_{1max}}{2}\right)^{4r} + 2[\alpha(A - \beta b_0)(2h+1)^2 + \beta^2](r+1)\binom{2r+1}{r}\left(\frac{y_{1max}}{2}\right)^{2r} + A^2(2h+1)^2 + [\alpha b_0(2h+1)^2 - \beta]^2 \quad (36)$$

Rezolvînd sistemul de ecuaţii (33), (34) în raport cu $\sin\varphi_{2h+1}$, $\cos\varphi_{2h+1}$ se ajunge la

$$\varphi_{2h+1} = \arcsin\frac{(-1)^{h+1}}{N_{2h+1}}\{\{\alpha(2h+1)\cos[(2h+1)\varphi_1] + \beta\sin[(2h+1)\varphi_1]\}(r+1)\binom{2r+1}{r}\left(\frac{y_{1max}}{2}\right)^{2r} + A(2h+1)\cos[(2h+1)\varphi_1] - [\alpha b_0(2h+1)^2 - \beta]\sin[(2h+1)\varphi_1]. \quad (37)$$

$$\varphi_{2h+1} = \arccos\frac{(-1)^h}{N_{2h+1}}\{\{\alpha(2h+1)\sin[(2h+1)\varphi_1] - \beta\sin[(2h+1)\varphi_1]\}(r+1)\binom{2r+1}{r}\left(\frac{y_{1max}}{2}\right)^{2r} + A(2h+1)\sin[(2h+1)\varphi_1] + [\alpha b_0(2h+1)^2 - \beta]\cos[(2h+1)\varphi_1]. \quad (38)$$

Întrucît datorită neglijărilor făcute în decursul demonstraţiei cele două valori ale lui φ_{2h+1} determinate din expresiile (37), (38) nu coincid, în calcule se ia în considerare valoarea lor medie.

Bibliografie

[1] *Angot, A.* Complemente de matematici pentru ingineri din electrotehnică şi telecomunicaţii. Bucureşti, Editura tehnică, 1966.

[2] *Bauer, R.* Die Messwandler. Berlin—Göttingen—Heidelberg, Springer-Verlag, 1953.

[3] *Cuningham, W.J.* Introduction to nonlinear analysis. New York Mc Graw Hill Book Co Inc., 1958.

[4] *Dimitriev, K.S., Kazanski, V. E., Korolev, E.P.* şi *Liberzon, E.M.* Metod rasciota tokovoi i uglovoi pogreşnostei transformatora toka pri glubokom nasişcenii serdecinika. In: Elektricestvo, 1967, nr. 12, p. 39—43.

[5] *Drozdov, A.D.* Elektriceskie ţepi s ferromagnitnîmi serdecinikami v releinoi zaşcite, Moscova-Leningrad, Izdatelstvo Energhiia, 1965.

[6] *Fischer, J* şi *Moser, H.* Nachbildung von Magnetisierungskurven durch einfache algebraische oder transzendente Funktionen. In: Archiv für Elektrotechnik, **42**, nr. 5, 1956, p. 286—299.

[7] *Gebelein, J. P.* şi *Elzi, J. A.* Analysis of Bushing- Current Transformers Performance. In: Transaction AIEE, Vol. **59**, 1940, p. 541—546.

[8] *Kaltofen, A.* Das Verhalten der Stromwandler im Überstromgebiet. In: ETZ, vol. **72**, 1961, nr. 24, p. 707—710.

[9] *Lawrenz, R.* Beitrag zur Approximation von Magnetisierungskennlinien. In: Elektrie, vol. **21**, 1967, nr. 7, p. 262—265.

[10] *Philippow, E.* Nichtlineare Elektrotechnik. Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig K. —G., Leipzig, 1963.

[11] *Santesmases, J.G., Ayala J* şi *Cachero, A. H.* Analytical approximation of dynamic hysterezis loop and its application to a series ferroresonant circuit. In: Proceedings IEE, Vol. **117**, 1970, p. 234—240.

[12] *Woods, C. A.* şi *Boltonari, S. A.* Overcurrent Performance of Bushing-Type Current Transformers. In: Transactions AIEE, Vol. **59**, 1940, p. 554—556.

Intrat în redacţie la 23. XI 1971

Generator de impulsuri repetate cu tiristoare

EMIL GABER*— Craiova

CZ 621.319.53 : 621 317. 333. 83

Generatorul de impulsuri repetate (G.I.R.) este un dispozitiv care produce impulsuri de tensiune de amplitudine între 0 și aproximativ 500 V, de formă exponențial căzătoare.

Durata frontului și durata de semiamplitudine este variabilă în jurul valorilor undei standard : 1μs respectiv 50 μs. Se pot, de asemenea, obține și unde lungi : frontul de cîteva sute de μs, durata la semiamplitudine de cîteva ms.

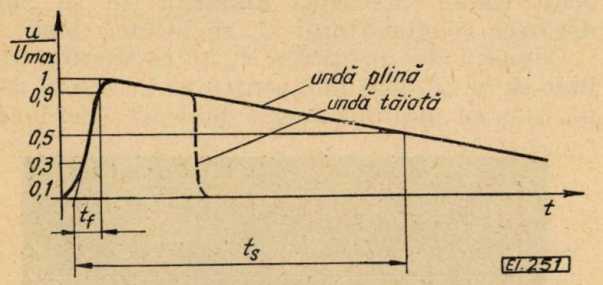


Fig. 1. Unda de impulsuri de tensiune produsă de un G.I.R. și parametrii ei.

Unda poate fi plină — tensiunea scade exponențial la zero, sau tăiată — tensiunea scade brusc la zero (fig. 1).

Frecvența de repetiție a impulsurilor este joasă : 3 Hz,..., 50 Hz.

1. Circuitul de șoc

Circuitul de formare a impulsului de tensiune negativ este reprezentat în figura 2 a.

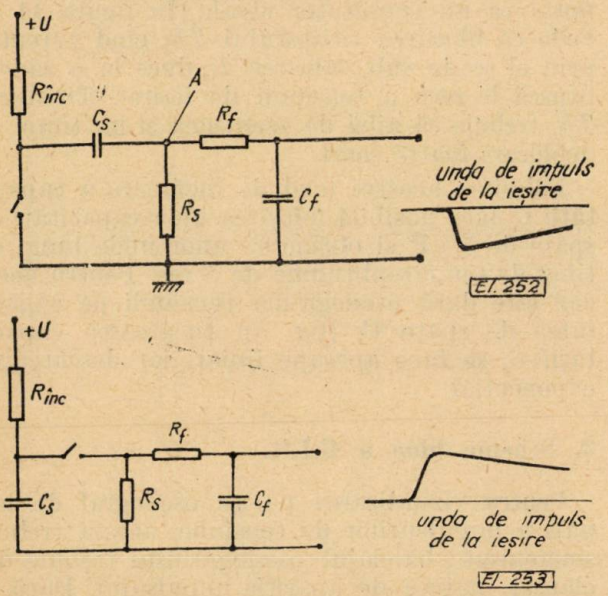


Fig. 2. Schema de principiu a circuitului de șoc pentru undă : a — negativă ; b — pozitivă.

Capacitatea de spate C_s se încarcă la tensiunea U prin rezistența de încărcare R_{inc} și rezistența de spate R_s. La închiderea comutatorului, capacitatea C_s se descarcă și în punctul A apare un impuls de tensiune negativ cu front abrupt și scădere exponențială la zero. Impulsul negativ este integrat de grupul rezistență de front (R_f) și capacitatea de front (C_f), obținîndu-se un front de creștere a impulsului în funcție de valorile R_f, C_f.

Analogă este funcționarea circuitului de formare a impulsului de tensiune pozitivă (fig. 2 b).

Elementele circuitului de șoc au valori reglabile pentru a se putea obține pe impedanțe de sarcină diferite forme de undă cu parametrii doriți.

2. Circuitul de încărcare

Încărcarea capacității de spate C_s se poate face :

1) printr-o rezistență de încărcare ;

2) printr-un element nelinear.

1. Folosirea unei rezistențe de încărcare legată direct la capacitatea de șoc este calea cea mai simplă. Dimensionarea rezistenței rezultă din condiția ca între două impulsuri de frecvență f, capacitatea C_s să aibă timp să se încarce la tensiunea sursei de alimentare U :

$$\frac{1}{f} = 3\, R_{inc} \cdot C_s .$$

Puterea disipată de rezistența de încărcare este egală cu puterea transferată capacității de spate :

$$P = \frac{C_s \cdot U^2}{2} \cdot f.$$

În acest calcul s-a presupus că $R_{inc} \gg R_s$ ceea ce este adevărat pentru unda standard (1,2/50). În cazul în care se dorește obținerea unor unde lungi, se mărește rezistența de spate și se ajunge la situația $R_s \simeq R_{inc}$. Nu mai are loc încărcarea completă a capacității C_s între două impulsuri, iar forma undei este influențată și de rezistența R_{inc}.

Pentru evitarea acestor inconveniente se folosește cel de al doilea procedeu, încărcarea printr-un element neliniar.

2) În acest caz între rezistența de încărcare și circuitul de șoc se găsește un comutator K_2 (fig. 3). În poziția închis acesta permite încărcarea rapidă a capacității C_s printr-o rezistență R_{inc} mică (limitată doar la puterea sursei + U). După încărcarea capacității C_s, comutatorul K_2 se deschide, iar forma undei ce apare la ie-

* Ing. *E. Gaber* lucrează la Laboratorul de înaltă tensiune GUAME — Craiova.

şirea în momentul închiderii comutatorului k_1 nu mai depinde de valoarea rezistenţei R_{inc}. De asemenea micşorarea rezistenţei de încărcare permite, la o frecvenţă dată, să se lucreze cu o capacitate de şoc mai mare.

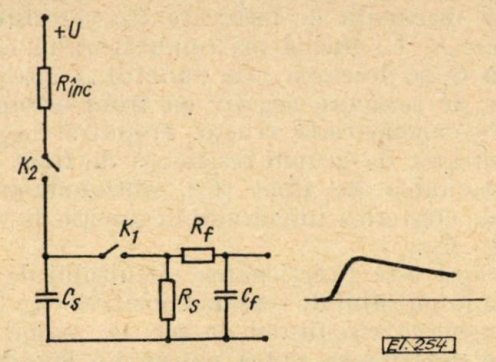


Fig. 3. Circuitul de încărcare a capacităţii de spate printr-un element neliniar.

Comutatorul K_2 folosit în G.I.R. existente este un tub electronic comandat pe grilă sau un comutator comandat de un releu. O soluţţie pe care o propunem este folosirea drept comutator K_2 a unui tiristor (fig. 4 a, b). Comanda

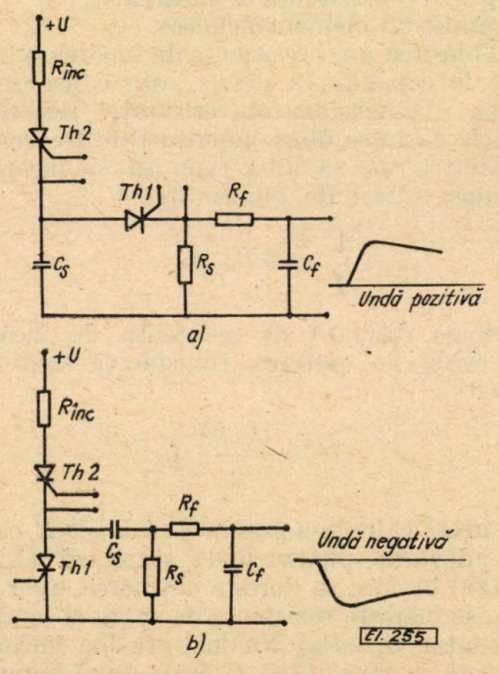


Fig. 4. Circuitul de încărcare a capacităţii de spate C_s printr-un tiristor pentru cele două tipuri de circuite de şoc :
a — pentru undă pozitivă ; *b* — pentru undă negativă.

de deblocare a tiristorului (închiderea comutatorului K_2 fig. 3) este dată după terminarea celei mai lungi unde de impuls (de ex. după 10 ms de la apariţia impulsului). Blocarea tiristorului (deschiderea comutatorului K_2) se face automat la scăderea curentului prin tiristor sub o anumită valoare (curentul de menţinere I_m).

Se observă că în cazul circuitului pentru undă negativă, imediat după deblocarea tiristorului Th_2, pe anodul tiristorului Th_1 se aplică tensiunea $U_m \frac{R_s}{R_s + R_{inc}}$. Aceasta ar putea duce la deblocarea nedorită a tiristorului Th_1 prin efectul $\frac{dU}{dt}$. Ar fi necesar ca tiristorul Th_2 să aibă un timp de creştere a curentului suficient de mare pentru ca panta de creştere a tensiunii pe anodul tiristorului Th_1 să fie suportată de acesta fără a se debloca. Din cauza acestor cerinţe suplimentare, încărcarea printr-un tiristor nu a fost realizată în cazul schemei de faţă decît pentru circuitul de undă pozitivă. Pentru acest circuit problema amintită nu se pune deoarece condensatorul C_s se încarcă lent.

Curentul de menţinere I_m al tiristorului trebuie să fie cît mai mic pentru ca acesta să stea un timp cît mai îndelungat deblocat, deci încăr-

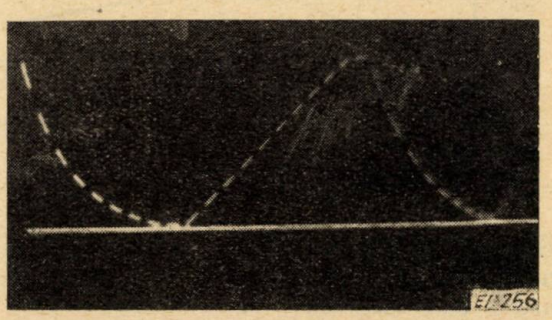


Fig. 5. Oscilograma tensiunii pe capacitatea C_s în cazul încărcării printr-un tiristor (circuit pentru undă pozitivă. Marcaj de 1 ms)

carea capacităţii C_s să se facă cît mai aproape de tensiunea $+U$. Aceeaşi condiţie trebuie să o îndeplinească şi tiristorul Th_1 pentru a se comporta ca un comutator ideal. (În figura 11 se vede că blocarea tiristorului Th_1 cînd curentul prin el scade sub valoarea I_m duce la o cădere bruscă la zero a tensiunii de ieşire). Tiristorul Th_1 trebuie să aibă de asemenea şi un timp de deblocare foarte scurt.

Folosirea acestui mod de încărcare a capacităţii C_s face posibilă folosirea unor capacităţi de spate de 5 μF şi obţinerea unor unde lungi cu timp de semiamplitudine de 5 ms. Pentru acest caz este dată oscilograma tensiunii pe capacitatea de spate C_s (fig. 5). Încărcarea capacităţii C_s se face aproape liniar, iar descărcarea exponenţial.

3. Schema bloc a G.I.R.

Pentru vizualizarea pe un osciloscop de impuls a impulsurilor de tensiune, acesta trebuie sincronizat : baleiajul osciloscopului trebuie declanşat înainte de apariţia impulsului. Dacă se urmăreşte obţinerea unei unde tăiate, după apariţia impulsului trebuie comandată tăierea undei. La aproximativ 10 ms de la apariţia impulsului este comandată deblocarea tiristo-

rului de încărcare. Rezultă succesiunea impulsurilor de comandă din figura 6.

Generatorul de tact este un trigger Schmitt care este sincronizat de la rețea (fig. 7). El

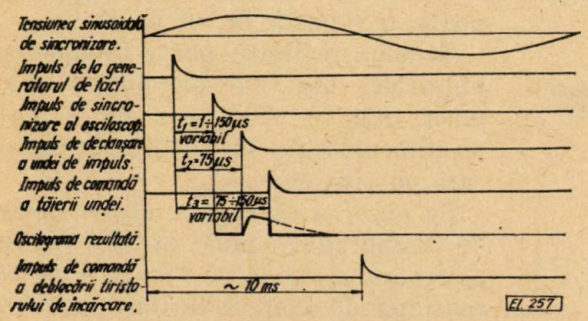


Fig. 6. Succesiunea impulsurilor de comandă.

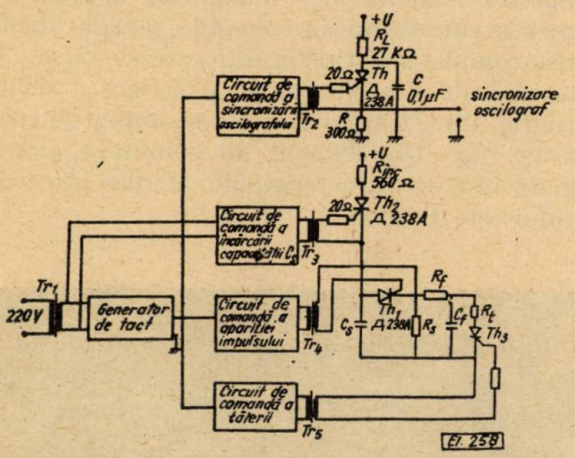


Fig. 7. Schema bloc a G.I.R. pentru impulsuri pozitive.

atacă trei circuite identice de comandă a tiristoarelor. Acestea produc, cu întîrzieri reglabile t_1, t_2, t_3 față de momentul comenzii generatorului de tact, impulsuri de tensiune pozitive care se aplică între electrozii poartă și catod ai tiristoarelor, comutîndu-le în stare de conducție. Variind timpii de întîrziere t_1 și t_2 se poate regla durata de timp dintre declanșarea oscilografului și apariția undei de impuls. De asemenea, se poate declanșa oscilograful după apariția impulsului, putîndu-se astfel examina în detaliu orice porțiune a undei de impuls. Tensiunea sinusoidală de sincronizare este dusă simultan și către circuitul de comandă al încărcării. Aici ea este defazată și comandă astfel deblocarea tiristorului T_2 cu o întîrziere de aproximativ 10 ms față de impulsul generatorului de tact.

4. Schema de principiu a G.I.R. realizat

Triggerul Schmitt (tranzistorii T_1 și T_2 (fig. 8) funcționează ca generator de tact sincronizat de rețea.

Impulsurile generatorului de tact atacă 3 circuite de comandă a tiristoarelor, care se deosebesc între ele doar prin întîrzierile realizate: t_1, t_2, t_3. Impulsurile pozitive produse de triggerul Schmitt se aplică în colectorul tranzistorului T_3 al unui monostabil care funcționează ca circuit de întîrziere (fig. 9). Impulsurile întîrziate (pozitive) sînt formate și inversate ca polaritate de către tranzistorul T_5. Ele comandă un circuit basculant monostabil (tranzistorii T_6, T_7) care formează impulsul de atac al tiristorului. Acest impuls trebuie să aibă o durată suficient de mare pentru o comutare sigură a tiristorului. În cazul de față durata impulsurilor este de 10 μs (fig. 12). Tranzistorul T_8 formează impulsul de comandă și îi inversează polaritatea. Tranzistorul T_9 este un repetor pe emitor cu rolul de a asigura curentul de comandă pe poartă, de aproximativ 300 mA.

Întîrzierea impulsului de comandă a tiristorului față de impulsul de tact se poate regla cu potențiometrul P_1.

Circuitul de comandă al încărcării capacității C_s are o schemă asemănătoare (fig. 10). Tensiunea sinusoidală de sincronizare este defazată de un circuit CR și aplicată unui trigger. Acesta comandă direct circuitul de formare al impulsului de comandă a tiristorului Th_2.

Comanda tiristoarelor se face prin transformatoare de impuls deoarece altfel ar trebui legată borna plus a alimentatorului de 6V la două potențiale diferite.

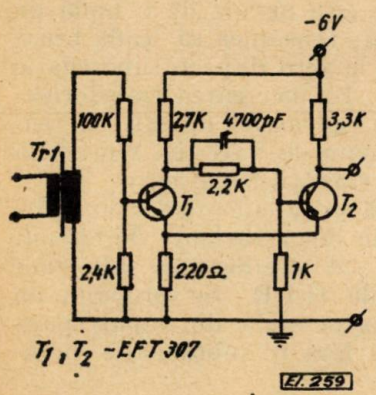


Fig. 8. Schema de principiu a generatorului de tact.

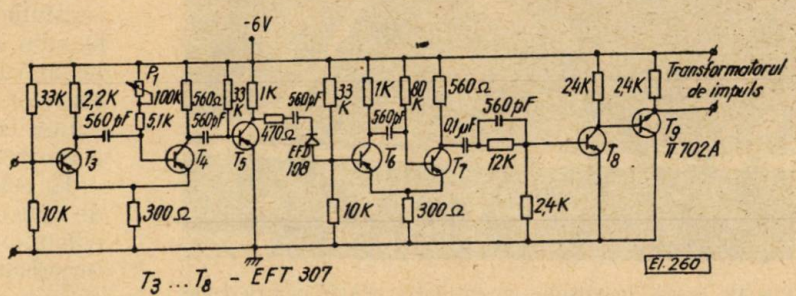


Fig. 9. Schema de principiu a unui circuit de comandă a tiristoarelor.

Valorile elementelor circuitului de şoc sînt reglabile în limitele :

$C_s = 10$ nF — 5 μF ; R_s=10 Ω — 560 Ω ; R_f = 2Ω — 560 Ω ; $C_f = 1$ nF — 500 nF.

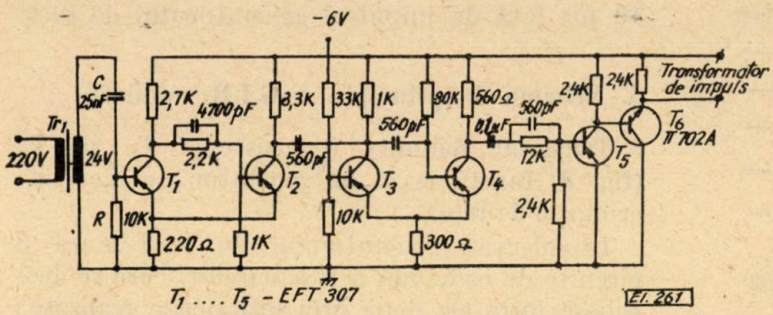


Fig. 10. Schema de principiu a circuitului de comandă a tiristorului de încărcare.

5. Performanţele schemei

S-au obţinut impulsuri pozitive cu amplitudinea cuprinsă între 0 şi 300 V. Durata frontului este de 0,5 μs — 500 μs iar a spatelui (t semiamplitudine) este de 5 μs — 5 ms (fig. 11).

Puterea generatorului poate fi mărită dacă frecvenţa de repetiţie a impulsurilor se alege mai mică. decît 50 Hz. În acest mod capacitatea de spate C_s poate fi mărită păstrînd aceeaşi valoare a rezistenţei de încărcare R_{inc}. De exemplu prin folosirea unei frecvenţe de repetiţie a impulsurilor de 5 Hz valoarea capacităţii C_s poate fi ridicată la 50 μ. F.

Schema realizată poate produce şi impulsuri negative de putere mai mică, însă în acest caz nu a fost posibilă folosirea circuitului de încărcare cu tiristor.

Se observă că se pot obţine unde de amplitudine pînă la 300 V cu tiristoare sovietice Д 238 A a căror tensiune de ţinere indicată de catalog este $U > 50$ V. De asemenea timpul de deblocare măsurat din momentul injectării în poartă a curentului de comandă pînă la deblocarea completă a tiristorului este de 2 μs. El este alcătuit din timpul de întîrziere a deblocării (fig. 12) şi timpul de creştere a curentului prin tiristor (fig. 13). Timpul de comutare directă indicat însă în caracteristicile tehnice ale tiristorului este $t < 10$μs.

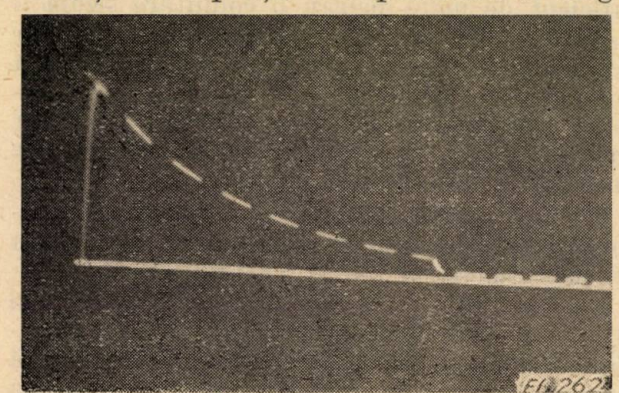


Fig. 11. Undă lungă formată într-un circuit de şoc cu următorii parametrii : $C_s = 5\,\mu F$; $R_s = 560\,\Omega$; $R_f = 560\,\Omega$; C_f=0,068 μF. Se observă efectul blocării tiristorului asupra formei undei. (Marcaj de 1 ms).

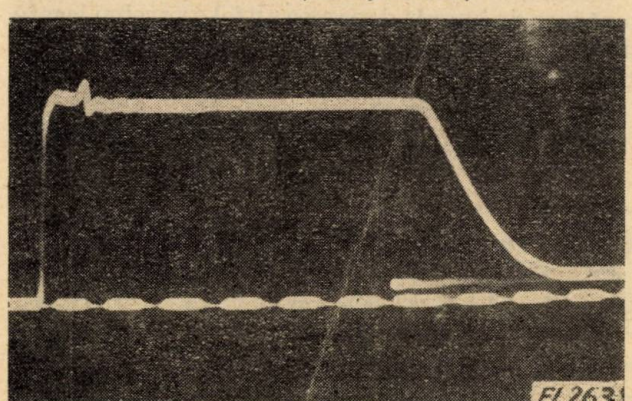


Fig. 12. Forma impulsului curentului de poartă pentru deblocarea tiristoarelor. La comutarea tiristorului în stare de conducţie curentul are mici oscilaţii. Timpul de întîrziere a deblocării este de 1,5 μs. (Marcaj de 1 μs).

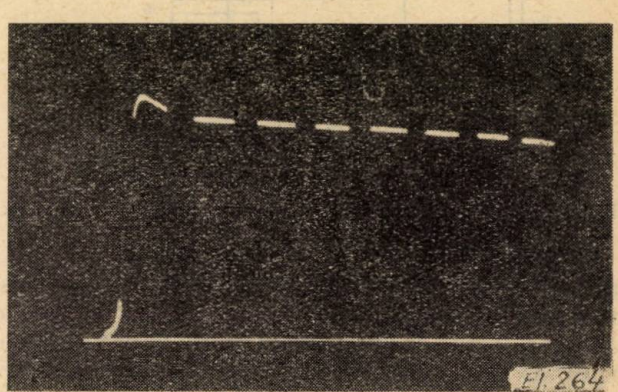


Fig. 13. Impuls de tensiune produs în circuitul de şoc fără capacitate şi rezistenţă de front. Timpul de creştere a curentului este de aproximativ 0,5 μs. (Marcaj de 1μs).

6. Consideraţii de proiectare a circuitului de şoc pentru undă tăiată

În multe aplicaţii este nevoie de o undă de tensiune tăiată la care tensiunea să cadă brusc la zero sau să tindă la zero după o suboscilaţie negativă (fig. 1, 17). La încercarea transformatoarelor de exemplu, un astfel de salt de tensiune, cu o viteză mare de variaţie, reprezintă o încercare severă a calităţii izolaţiei.

În cele ce urmează se calculează forma undei de tensiune tăiate, în două variante de circuit, calcul exemplificat cu oscilograme ale unor impulsuri produse de G.I.R. Se propune un circuit care să realizeze unda de impuls pozitivă tăiată, cu sau fără o suboscilaţie negativă.

a) În figura 14 este dat circuitul de şoc pentru undă tăiată aşa cum este realizat în G.I.R. existente. Rezistenţa de tăiere R_t care limitează curentul prin tiristor este de dorit să fie cît mai mică pentru ca ansamblul tiristor de tăiere,

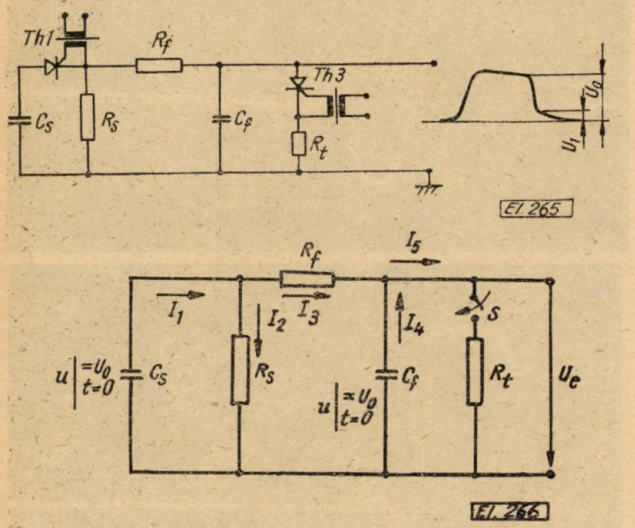


Fig. 14. Circuitul de şoc pentru undă tăiată: *a* – schema de principiu; *b* – circuitul idealizat.

rezistenţa de tăiere să se comporte ca un comutator ideal. Ea are totuşi o valoare finită dictată de curentul maxim admisibil prin tiristor (1–3 Ω) ceea ce face ca tensiunea de ieşire să nu cadă instantaneu la zero ci să aibă o variaţie ca în figura 14 a.

Considerăm circuitul de şoc idealizat pentru undă pozitivă figura 14b în care presupunem adevărate condiţiile iniţiale $U(C_s) = U(C_f) = U_0$. (Presupunerea se poate face după un timp $t = 2 \div 3t_{front}$ de la deblocarea tiristorului Th_1).

Tensiunea de ieşire rezultă din următorul sistem de ecuaţii scris cu ajutorul calculului operaţional:

$$\begin{aligned}
I_1(p) &= I_2(p) + I_3(p)\\
I_5(p) &= I_3(p) + I_4(p)\\
\frac{U_0}{p} &= \frac{I_1(p)}{pC_s} + I_2(p)R_5 \qquad (1)\\
\frac{U_0}{p} &= \frac{I_4(p)}{pC_f} + I_5(p)R_t\\
\frac{U_0}{p} &= \frac{I_1(p)}{pC_s} + R_f I_3(p) + R_t I_5(p)\\
U_e(p) &= I_5(p)\cdot R_t
\end{aligned}$$

Rezolvînd sistemul se găseşte expresia lui $U_e(p)$:

$$U_e(p) = U_0 R_t \cdot \frac{C_s R_s + C_f R_s + C_f R_f + pC_s C_f R_s R_f}{R_t + R_f + R_s + p(C_s R_s R_t + C_f R_s R_t + C_f R_t R_f + C_s R_s R_f) + p^2 C_s C_f R_s R_f R_t}.$$

Considerăm cazul frecvent întîlnit cînd:

$$R_s \gg R_f;\quad C_s \gg C_f;\quad R_f \gg R_t.$$

Făcînd neglijările corespunzătoare expresia lui $U_e(p)$ devine:

$$U_e(p) = U_0 R_t C_s \frac{1 + pC_f R_f}{1 + pC_s R_f + p^2 C_s C_f R_f R_t}. \qquad (2)$$

Trecînd la funcţia original şi făcînd din nou neglijările unor termeni corespunzător inegalităţilor de mai sus se ajunge la următoarea expresie aproximativă pentru $U_e(t)$:

$$U_e(t) = U_0 \frac{R_t}{R_f} e^{-\frac{t}{C_s R_f}} + U_0 \frac{R_f - R_t}{R_f} e^{-\frac{t}{R_t C_f}} \qquad (3)$$

Deci tensiunea de ieşire va cădea după acţionarea comutatorului S cu o constantă de timp mică ($\sigma_1 = R_t C_f$) pînă la valoarea $U_1 = U_0 \frac{R_t}{R_f}$ de unde va tinde spre zero cu o constantă de timp mai mare $\sigma_2 = C_s R_f$.

Acest rezultat se poate obţine şi pe baza unor consideraţii mai simple: în absenţa capacităţii C_f la închiderea comutatorului S tensiunea de ieşire variază în salt de la valoarea U_0 la valoarea $U_0 \frac{R_t}{R_f + R_t} \simeq U_0 \frac{R_t}{R_f} = U_1$ de unde tinde la zero cu constanta de timp $\tau = C_s \frac{R_s(R_f + R_t)}{R_s + R_f + R_t} \simeq$ $\simeq C_s R_f = \tau_2$. Prezenţa capacităţii C_f modifică acest proces în sensul că tensiunea la momentul $t=0$ nu variază în salt ci cade către valoarea $U_0 \frac{R_t}{R_f}$ cu constanta de timp $\tau_1 = C_f R_t$.

În figura 15 este dată oscilograma unei unde tăiate produse de G.I.R. Tensiunea cade brusc pînă la o valoare $U_1 = 1/5\, U_0$, apoi tinde la zero cu o constantă de timp $\tau_2 = 2{,}5$ μs

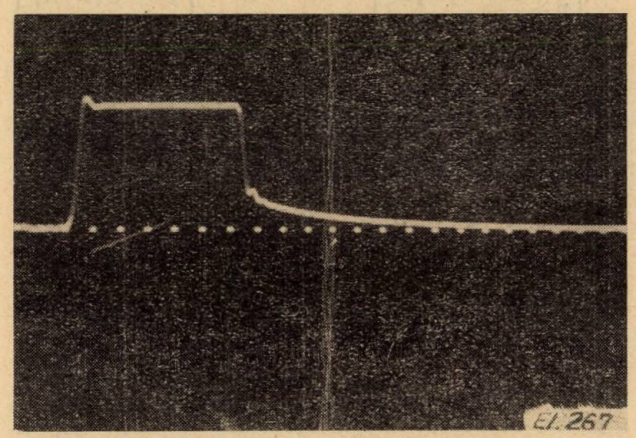


Fig. 15. Undă de tensiune tăiată produsă într-un circuit de şoc cu următorii parametrii: $C_s = 0{,}47$ μF; $R_s = 4{,}7$ kΩ $C_f = 10$ nF; $R_f = 6{,}8$ Ω; $R_t = 1{,}5$ Ω. (Marcaj de 1 μs)

b) Pentru ca la tăierea undei să apară o suboscilaţie negativă a tensiunii de ieşire (fig. 17), irebuie să existe un circuit oscilant. Se ajunge astfel la circuitul de şoc din fig. 16 a. Acest circuit

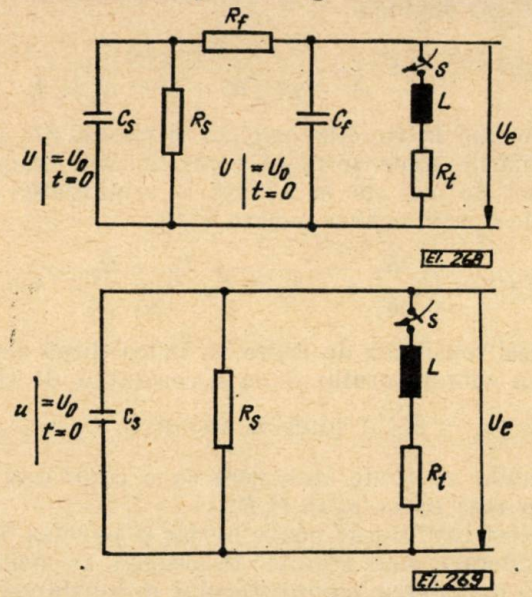


Fig. 16. a) Circuit de şoc pentru producerea unei unde de tensiune tăiate avînd o suboscilaţie negativă. b) acelaşi circuit simplificat.

este descris de o ecuaţie diferenţială de ordinul III ce nu poate fi rezolvată decît numeric. Vom face de aceea un calcul în cazul simplificat $R_f = 0$, $C_f = 0$ (fig. 16 b)

$$U_e(p) = \frac{U_0}{p} \cdot \frac{\dfrac{R_s(R_t + pL)}{R_s + R_t + pL}}{\dfrac{1}{pC_s} + \dfrac{R_s(R_t + pL)}{R_s + R_t + pL}} = U_0 \cdot$$

$$\cdot \frac{p + \dfrac{R_t}{L}}{\left(p + \dfrac{L + C_s R_s R_t}{2LC_s R_s}\right)^2 + \dfrac{R_s + R_t}{LC_s R_s} - \left(\dfrac{L + C_s R_s R_t}{2LC_s R_s}\right)^2} \qquad (4)$$

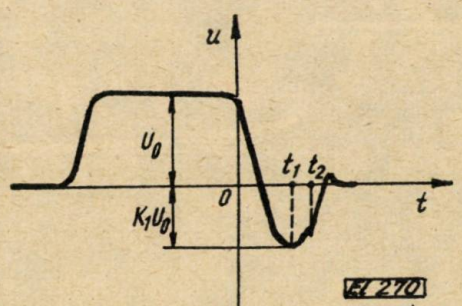


Fig. 17. Forma undei de tensiune tăiate cu o suboscilaţie negativă. Momentul blocării tiristorului de tăiere este vizibil printr-o mică oscilaţie pe undă. (t_2)

unde pentru a exista un regim oscilant s-a impus condiţia :

$$\left(\frac{L + C_s R_s R_t}{LC_s R_s}\right)^2 - 4\,\frac{R_s + R_t}{LC_s R_s} < 0 \qquad (5)$$

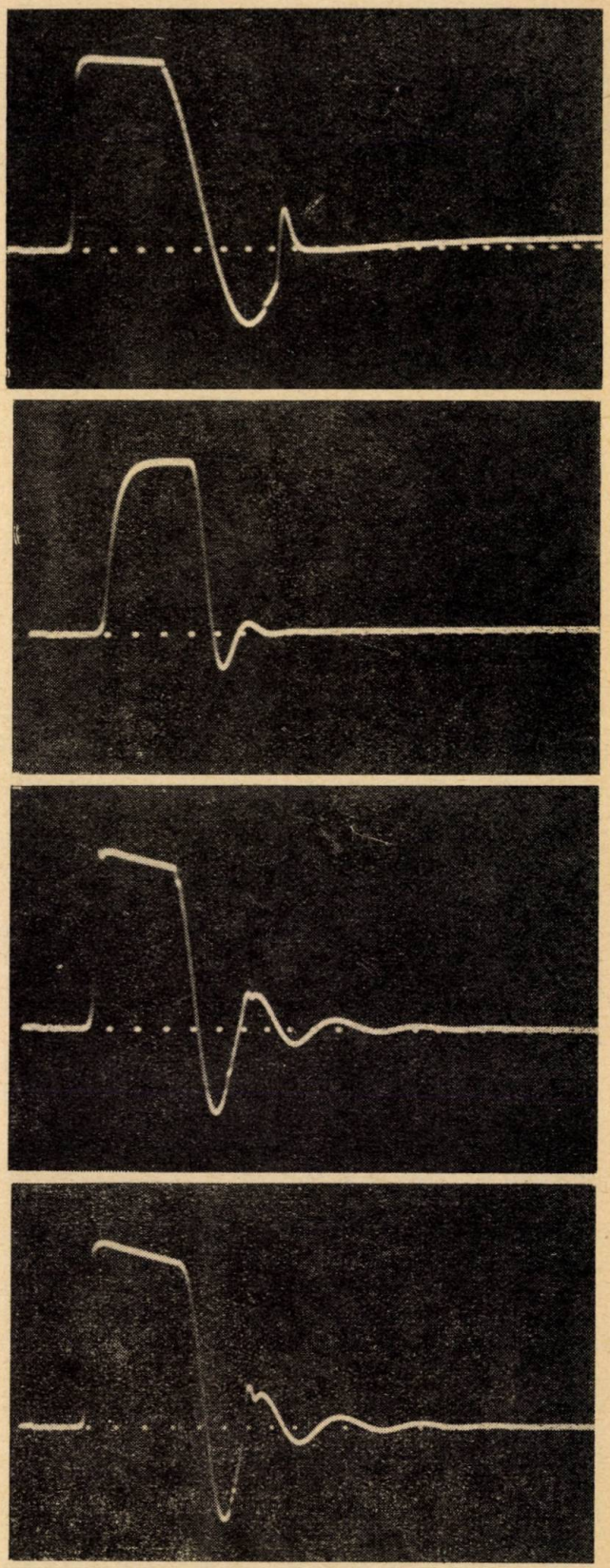


Fig. 18. Oscilograme ale undei de tensiune tăiată produsă în circuitul de şoc cu următorii parametrii :
a) $C_s = 0{,}1\ \mu F$; $R_s = 1\ k\Omega$; $R_f = 0$; $C_f = 0$; $L = 10\mu H$; $R_t = 4{,}8\ \Omega$
b) $C_s = 0{,}1\ \mu F$; $R_s = 1\ k\Omega$; $R_f = 48\Omega$; $C_f = 10nF$; $L = 10\ \mu H$; $R_t = 1{,}5\ \Omega$
c) $C_s = 22\ nF$; $R_s = 1\ k\Omega$; $R_f = 0$; $C_f = 0$; $L = 10\mu H$; $T_t = 4{,}8\ \Omega$
d) $C_s = 22\ nF$; $R_s = 1\ k\Omega$; $R_f = 4{,}8\Omega$; $C_f = 1nF$; $L = 10\mu H$; $R_t = 1{,}5\ \Omega$
(Marcaj de 1 μs)

Se notează :

$$K = \frac{R_l}{L};$$

$$\lambda = \frac{L + C_s R_s R_l}{2LC_s R_s}; \qquad (6)$$

$$\omega^2 = \frac{R_s + R_l}{LC_s R_s} - \left(\frac{L + C_s R_s R_l}{2LC_s R_s}\right)^2.$$

Funcţia original este :

$$U_e(t) = U_0 e^{-\lambda t}\left(\cos \omega t + \frac{K - \lambda}{\omega} \sin \omega t\right). \qquad (7)$$

Deci tensiunea de ieşire este oscilant amortizată.

Analog se calculează expresia curentului prin ramura L, R_l

$$I(t) = \frac{U_0}{L\omega} e^{-\lambda t} \sin \omega t. \qquad (8)$$

Timpul t_1 corespunzător primului minim al tensiunii de ieşire se poate calcula din expresia (7) anulînd derivata $U'_e(t)$

$$t_1 = \frac{1}{\omega}\left(\pi - \operatorname{arc\,tg} \frac{2\lambda - K}{\omega + \frac{K-\lambda}{\omega} \cdot \lambda}\right). \qquad (9)$$

Timpul t_2 corespunzător blocării tiristorului de tăiere se calculează din expresia (8)

$$t_2 = \frac{\pi}{\omega}. \qquad (10)$$

Deoarece $\operatorname{arc\,tg} \dfrac{2\lambda - K}{\omega + \frac{K-\lambda}{\omega} \cdot \lambda} > 0 \quad t_1 < t_2$

deci blocarea tristorului de tăiere se face după ce unda oscilant amortizată a trecut prin primul minim. Acest lucru este vizibil în oscilogramele date în figura 18 a, b.

Factorul de suboscilaţie K_1 are valoarea :

$$K_1 = e^{-\frac{\lambda}{\omega}(\pi - \operatorname{arctg} A)}\left[-\frac{1}{\sqrt{1+A^2}} + \frac{K-\lambda}{\omega} \cdot \frac{A}{\sqrt{1+A^2}}\right] \qquad (10)$$

unde $A = \dfrac{2\lambda - K}{\omega + \frac{K-\lambda}{\omega}}$.

Timpul t_1 calculat pentru circuitul de şoc : $R_s = 1\,000\Omega$; $C_s = 0{,}1\mu F$; $R_l = 4{,}6\Omega$; $L = 10\mu H$ este de 3,14 μs şi se apropie de valoarea măsurată în aceste condiţii care este de 3,5 μs (fig. 18 a).

Se observă că aceşti timpi sînt mari deoarece capacitatea de spate este mare deci frecvenţa de oscilaţie este mică. Pentru valori mai mici ale lui C_s timpii de tăiere se micşorează (fig. 18 c).

Revenind la cazul real cînd $R_f \neq 0$, $C_f \neq 0$ se constată experimental că fenomenul este calitativ acelaşi. Oscilogramele din figurile 18 b, d sînt înregistrate pentru aceleaşi valori R_s, C_s ca şi cele din figurile 18 a,c. Deosebiri mai mari sînt în cazul capacităţii de spate mai mare.

Concluzii

1. Generatorul de impulsuri repetate prezentat a fost realizat în întregime cu elemente semiconductoare, înlocuirea tiratroanelor mai cu seamă mărind robusteţea aparatului şi micşorîndu-i consumul şi grabaritul.

2. Se constată, lucru confirmat de diverşi autori [2], [3] că timpii de deblocare ai tiristoarelor de putere medie pot fi făcuţi destul de mici (sub 1μs) pentru a fi posibilă folosirea lor în circuitul de impulsuri.

3. În cazul tiristoarelor D 237 A pot fi găsite prin selectare exemplare care au tensiunea de lucru în regim de impulsuri repetate mult mai mare decît valoarea indicată de caracteristicile tehnice.

4. Prin folosirea unui mare număr de valori pentru elementele circuitului de şoc se poate obţine cu uşurinţă forma dorită a undei de tensiune atît în gol cît şi în sarcină.

5. Prin folosirea unei scheme de încărcare cu un element neliniar s-a putut mări puterea G.I.R şi s-au obţinut unde lungi pe o rezistenţă de sarcină mică, comparativ cu alte aparate similare.

6. Există posibilitatea tăierii undei, tăiere însoţită de un fenomen oscilant. Timpii de tăiere şi valoarea coeficientului de suboscilaţie se pot regla prin modificarea elementelor circuitului de şoc.

Bibliografie

[1] *Gentry, F. E.* ş.a. Semiconductor controlled rectifiers. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J., 1964.

[2] *Brocke, W.* Elektronische Shalter für Schnelle Leistungs — Impuls-generatoren. In : Elektronik, nr. 2, 1970.

[3] *Kunze, W.* Ein leistungsstarkes Zündgerät Zur Zündung parallel und in Reihe geschalteter Thyristoren. In : Wissenschaftlich technische Mitteilungen. Institut Prüffeld für elektrische Hochleistungstechnik, nov. nr. 11, 1970.

[4] *Felea, I.* ş.a. Circuite cu tranzistoare în industrie. Bucureşti, Editura Tehnică, 1964.

Intrat în redacţie la 5.VIII.1971

Megohmmetru tranzistoirzat cu limite de măsură infinite utilizînd logometru cu resort electrostatic

MIHAI ANTONIU* — Iaşi

CZ 621.317 : 621.382.3

1. Generalităţi

Într-o lucrare anterioară [1], s-a examinat funcţionarea logometrului cu resort electrostatic (varianta cu dimensiunile radiale ale electrozilor mobili egale între ele) în schemă de megohmmetru şi s-a ajuns la concluzia că acesta asigură un cuplu stabilizant specific mai mare decît logometrul electrostatic cu variaţia de tensiune [2] — ceea ce permite a se lucra cu o tensiune în blocul de măsură corespunzător mai mică — — însă megohmmetrul respectiv nu poate funcţiona cu limite de măsură infinite ($0 - \infty$). Cercetările ulterioare au arătat că printr-un artificiu de construcţie (un anumit raport între dimensiunile radiale la electrozii mobili) sau de schemă (un anumit raport între tensiunea de alimentare a resortului electrostatic şi cea din circuitul de măsură) neajunsul menţionat poate fi eliminat complect.

În cele ce urmează se prezintă un megohmmetru tranzistorizat de 1 000 V, cu limite de măsură infinite, utilizînd logometru cu resort electrostatic — caz netratat în literatura de specialitate Pentru simplificare, acest logometru va fi notat cu LR iar megohmmetrul respectiv — cu MLR; în acelaşi scop, logometrul descris în [1] va fi notat cu LRF.

Comparativ cu megohmmetrele cu logometru magnetoelectric [3], [4], cele cu logometru electrostatic au consumul de energie de aproximativ două ori mai redus şi limita superioară de măsurare cu 3—4 ordine mai mare, ceea ce justifică pe deplin căutările în această direcţie.

2. Descrierea megohmmetrului

Schema electrică a aparatului MLR, în varianta cu dimensiuni radiale diferite la electrozii mobili, este arătată în figura 1. Aici, bateria B, butonul de pornire K_1, tranzistoarele T_1 şi T_2, transformatorul ridicător T, condensatoarele C şi C', diodele redresoare D_1, D_2 şi condensatoarele C_1' şi C_2', alcătuiesc convertorul care furnizează tensiunea U(1000V), necesară alimentării blocului de măsură. Acesta din urmă este format din logometrul LR rezistenţele de referinţă R_{01}, R_{02} şi rezistenţa de măsurat R_x. Lampa cu neon L, înseriată cu rezistenţa balast R_5, serveşte la controlul tensiunii U_B a bateriei de alimentare B, comutatorul K_2 — la schimbarea rezistenţelor de referinţă, iar rezistenţa R_6 — la descărcarea condensatoarelor C_1' şi C_2' după terminarea măsurării (în scopul protejării operatorului).

Logometrul LR este alcătuit din electrozii ficşi *1*, *2* şi electrozii mobili e_1, e_2, ultimii fiind izolaţi între ei cum şi faţă de axul *3* cu ajutorul

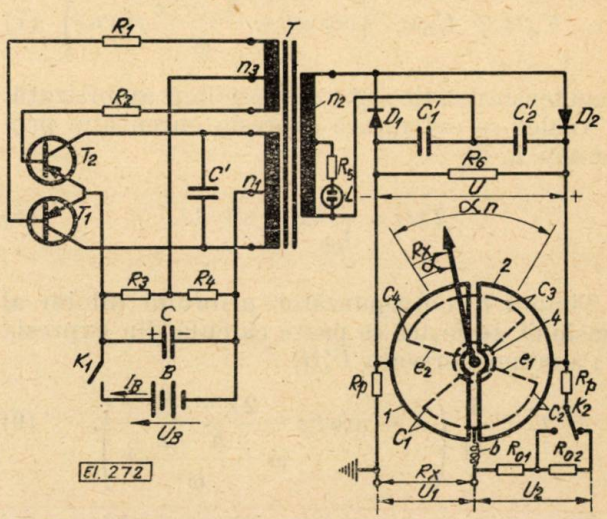


Fig. 1. Schema electrică a megohmmetrului utilizînd logometru cu resort electrostatic.

bucşei electroizolante de bună calitate 4 (fig.2). Electrodul e_1 împreună cu *1* şi *2* formează partea mecanismului care dă cuplul direct, în sensul de creştere al deviaţiei α, iar e_2 împreună cu 1 şi *2* — partea care dă cuplul antagonist (resortul electrostatic). Rezistenţele de protecţie R_p servesc la limitarea curentului în bendiţa de aducţie, b, („resort fără cuplu") în caz de scurtcircuit între electrozii activi.

Din figura 2 se observă că, spre deosebire de LRF, dimensiunile radiale ρ_1 şi ρ_2 ale electro-

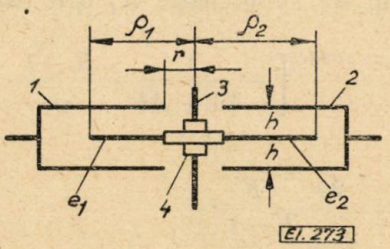


Fig. 2. Poziţia relativă a electrozilor activi ai logometrului.

zilor mobili ai logometrului LR nu sînt egale între ele ($\rho_1 < \rho_2$); determinarea raportului ρ_1/ρ_2, pentru care megohmmetrul respectiv poate funcţiona cu limite de măsură infinite este prezentată în continuare.

* Dr. ing. *M. Antoniu* este conferenţiar la Institutul politehnic — Iaşi.

3. Ecuația de funcționare

Din figurile 1 și 3, ultima reprezentînd schema electrică a logometrului LR, rezultă că expresiile cuplurilor direct (M_1) și antagonist (M_2) ce acționează asupra organului mobil al logometrului sînt de forma:

$$M_1 = \frac{1}{2}\left(U_1^2\frac{dC_1}{d\alpha} - U_2^2\frac{dC_2}{d\alpha}\right),$$
$$M_2 = \frac{1}{2}\left(U_3^2\frac{dC_3}{d\alpha} - U_4^2\frac{dC_4}{d\alpha}\right) \quad (1)$$

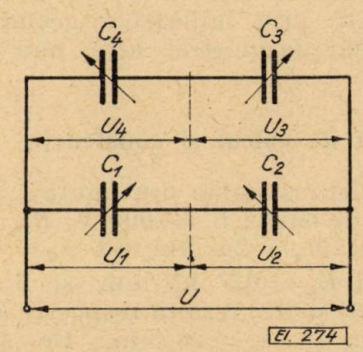


Fig. 3. Schema electrică a logometrului cu resort electrostatic.

unde $C_1 \ldots C_4$ sînt capacitățile active ale mecanismului logometric iar $U_1 \ldots U_4$ — tensiunile de la bornele acestora. Cum din figurile 1 și 2 rezultă:

$$C_1 = \frac{\varepsilon\,\rho_1^2}{h}(\alpha + \delta), \quad (r^2 \ll \rho_1^2,\ \rho_2^2) \quad (2)$$

$$C_2 = \frac{\varepsilon\,\rho_1^2}{h}(\alpha_n + \delta - \alpha) \quad (3)$$

$$C_3 = \frac{\varepsilon\,\rho_2^2}{h}(\alpha + \delta) \quad (4)$$

$$C_4 = \frac{\varepsilon\,\rho_2^2}{h}(\alpha_n + \delta - \alpha) \quad (5)$$

$$U_1 = \frac{\mu U}{\mu + 1},\ U_2 = \frac{U}{\mu + 1} \quad (6)$$

$$U_3 = \frac{U(\alpha_n + \delta - \alpha)}{\alpha_n + 2\delta},\ U_4 = \frac{U(\alpha + \delta)}{\alpha_n + 2\delta} \quad (7)$$

relațiile (1) pot fi transcrise în forma:

$$M_1 = \frac{\varepsilon\,\rho_1^2 U^2(\mu - 1)}{2h(\mu + 1)},\ M_2 = -\frac{\varepsilon\,\rho_2^2 U^2(2\alpha - \alpha_n)}{2h(\alpha_n + 2\delta)} \quad (8)$$

de unde, punînd condiția de echilibru

$$M_1 + M_2 = 0 \quad (9)$$

se obține ecuația de funcționare căutată:

$$\frac{\rho_2^2(2\eta - 1)}{\rho_1^2\left(1 + \frac{2\delta}{\alpha_n}\right)} = \frac{\mu - 1}{\mu + 1}$$

în care:

$$\mu = \frac{R_x}{R_0} \quad (10)$$

$$\eta = \frac{\alpha}{\alpha_n} \quad (11)$$

și unde R_0 reprezintă rezistența de referință α_n — unghiul total al scării gradate, iar δ — unghiul de întrepătrundere dintre electrozii *1* și e_1 (egal cu cel dintre *2* și e_2) cînd $\alpha = 0$, sau dintre *1* și e_2 (egal cu cel dintre *2* și e_1), cînd $\alpha = \alpha_n$.

Pentru cazul particular

$$\rho_2^2 = \rho_1^2\left(1 + \frac{2\delta}{\alpha_n}\right) \quad (12)$$

ecuația de funcționare devine

$$\eta = \frac{\mu}{\mu + 1}, \quad (13)$$

ceea ce arată că în acest caz megohmmetrul are limite de măsură infinite (poate măsura rezistențe în intervalul $R_x = 0 \ldots \infty$), deoarece la $\eta = 0$, $\mu = 0$, iar la $\eta = 1$, $\mu \to \infty$.

În figura 4 se arată forma scării gradate trasată după (13). Se observă că scara obținută este convenabilă pentru scopul propus (distribuție hiperbolică) și este asemănătoare cu cea întîlnită la alte tipuri de megohmmetre [5].

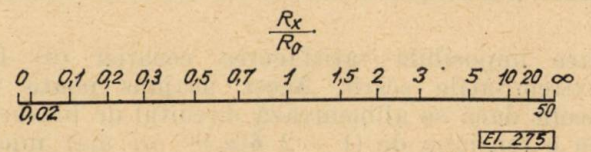


Fig. 4. Forma scării gradate a megohmmetrului din fig. 1.

4. Cuplul stabilizant specific

Notînd cu M_s cuplul stabilizant specific și utilizînd relațiile (8) se obține:

$$M_s = \frac{\partial}{\partial\alpha}(M_1 + M_2) = -\frac{\varepsilon\,\rho_2^2 U^2}{h(\alpha_n + \delta)} \quad (14)$$

ceea ce arată că la acest tip de logometru M_s este constant de-a lungul întregii scări gradate,

Punînd acum în evidență intensitatea admisibilă a cîmpului electric de lucru dintre electrozii activi

$$E_L = \frac{U}{h} \quad (15)$$

și făcînd abstracție de semn, (14) devine:

$$M_s = \frac{\varepsilon\,E_L U\,\rho_2^2}{\alpha_n + \delta}, \quad (\varepsilon \approx \varepsilon_0 = 8{,}86\,10^{-12}\,\mathrm{F/m}) \quad (16)$$

relație fundamentală pentru calculul dimensiunilor mecanismului logometric.

Din (16) rezultă că M_s creşte liniar cu tensiunea din circuitul de măsură (U) şi scade la creşterea unghiului de scară α_n, ceea ce impune ca la valori mici ale lui U ($U \leqslant 1000$ V) să se facă un compromis între cerinţele faţă de α_n şi cele faţă de M_s.

5. Varianta cu electrozi mobili identici

Din analiza relaţiilor (8) rezultă că pentru $\rho_1 = \rho_2 = \rho$, megohmmetrul nu poate funcţiona cu limite de măsură infinite, deoarece în această situaţie, pentru $\alpha = 0$ şi $R_x = 0$ sau pentru $\alpha = \alpha_n$ şi $R_x = \infty$, $|M_1|$ este de $(1 + 2\ \delta/\alpha_n)$ ori mai mare decît $|M_2|$ ceea ce

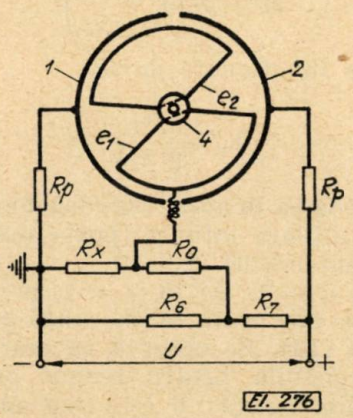


Fig. 5. Schemă permiţînd obţinerea limitelor de măsură infinite şi cînd electrozii mobili ai logometrului sînt identici.

face imposibilă satisfacerea ecuaţiei (9) la extremităţile scării. Acest neajuns poate fi ocolit dacă se alimentează circuitul de măsură cu o tensiune de $(1 + 2\ \delta/\alpha_n)^{1/2}$ ori mai mică decît tensiunea (U) de alimentare a resortului electrostatic.

Schema care permite realizarea acestei condiţii este arătată în figura 5, unde notaţiile au semnificaţia celor din figura 1 iar R_7 este o rezistenţă mai mică decît R_6.

Procedînd ca mai sus se găseşte ecuaţia de funcţionare

$$\frac{(R_6 + R_7)^2\ (2\eta - 1)}{R_6^2\quad \left(1 + \dfrac{2\delta}{\alpha_n}\right)} = \frac{\mu - 1}{\mu + 1}$$

care pentru

$$\left(1 + \frac{R_7}{R_6}\right)^2 = 1 + \frac{2\delta}{\alpha_n} \qquad (17)$$

devine identică cu (13).

În acelaşi mod se găseşte cuplul stabilizant specific

$$M_s = \frac{\varepsilon E_L\ U\ \rho^2}{\alpha_n + 2\delta},$$

expresie identică ($\rho_2 = \rho$) cu (16).

Deşi soluţia din figura 5 este mai uşor de realizat în practică, totuşi cea din figura 1 pare mai avantajoasă deoarece conduce la un organ mobil cu 10 ...20% mai uşor (se montează e_2 diametral opus acului indicator — în figura 1, pentru claritate, e_2 a fost plasat de partea acului — situaţie în care greutatea acului este parţial echilibrată de către surplusul de greutate al electrodului e_2).

În schimb, această soluţie este utilă ca adaus la logometrul din figura 1, deoarece oferă o cale simplă pentru corecţia poziţiei acului indicator la extremităţile scării gradate, corecţie care prin mijloacele geometrice ale mecanismului logometric este mai greu de realizat.

6. Exemplu de calcul şi construcţie

Se consideră varianta din figura 1 şi se aleg parametrii de bază : $U = 1000$ V, $R_{xs} = 10^6$MΩ, $R_{xi} = 5$MΩ, $M_s = 2\mu$ Nm/rad $\alpha_n = 60°$.

Adoptînd $E_L = 0{,}5$ kV/mm şi $\delta/\alpha_n = 0{,}3$, din (15), (16) şi (12) rezultă respectiv $h = 2$ mm, $\rho_1 = 22$ mm şi $\rho_2 = 28$ mm. De asemenea, procedînd ca la [1], se obţin valorile $R_{01} = 2 \cdot 10^2$MΩ $R_{02} = 2 \cdot 10^4$MΩ.

Pentru elementele convertorului, în urma unor calcule efectuate după [6] şi a unor încercări experimentale, s-a ajuns la următoarele valori : $U_B = 9$V $(2 \times 4{,}5)$; $C = 50$ μF/25 V ; $C' = 0{,}1$ μF/150 V ; $C'_1 = C'_2 = 0{,}11$ μF/2000 V (2 condensatoare de 0,22 μF/1000 V — în

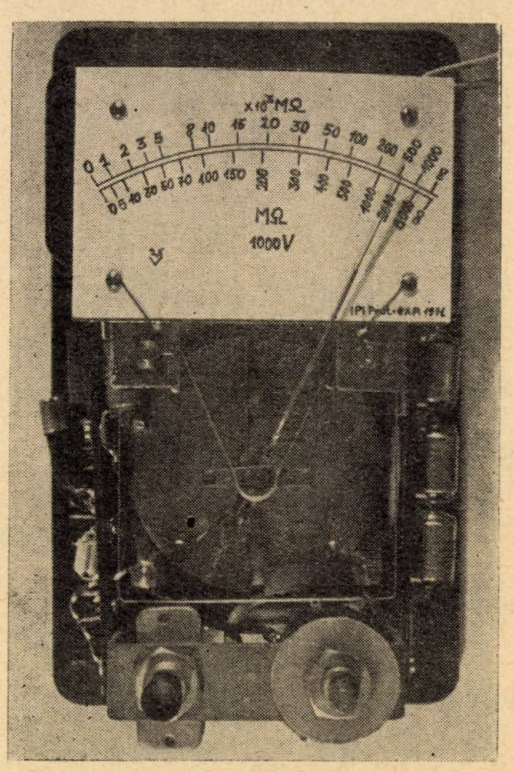


Fig. 6. Megohmmetru de 1000 V, construit după schema din fig. 1.

serie); D_1 şi D_2 — formate fiecare din cîte 2 diode F 407 (IPRS) legate în serie; $R_1 = R_2 = 2$ kΩ/0,5 W; $R_3 = 300$ Ω/0,5 W; $R_4 = 6{,}8$ KΩ/0,5 W; $R_5 = 4{,}7$ MΩ/0,25 W; $R_6 = 100$ MΩ/0,25 W, iar pentru transformatorul T: $n_1 = 2 \times 60$; $n_2 = 4200$; $n_3 = 2 \times 30$ spire; tranzistoarele T_1 şi T_2 — de tipul EFT 323/pct. alb (IPRS).

Aparatul realizat pe baza acestor calcule şi montat într-o cutie de tipul celor utilizate la megohmmetrele româneşti [4], este arătat în figura 6.

7. Comparaţie cu LRF şi L3

Pentru simplificare, s-a notat cu *L3* logometrul electrostatic cu variaţia de tensiune descris în [2].

7.1. Criterii pentru aprecierea calităţilor

În scopul aprecierii calităţilor acestor logometre se va utiliza factorul de calitate Keinath.

$$\Gamma = \frac{10\,\alpha_n M_s}{G^{1,5}}, \tag{18}$$

(G — greutatea organului mobil) — deoarece principala eroare ce apare la astfel de logometre este cea datorită frecărilor în lagăre — precum şi unghiul maxim disponibil pentru scara gradată α_n'. Evident, cu cît Γ şi α_n' sînt mai mari, cu atît logometrul este mai bun.

Pentru aprecierea calităţilor megohmmetrelor construite cu asemenea logometre se vor utiliza parametrii:

$$d = \frac{R_{xs}}{R_0} \tag{19}$$

$$D = \frac{R_{xs}}{R_{xi}} \tag{20}$$

unde R_{xs} reprezintă rezistenţa înscrisă pe scara gradată (fig. 4), la distanţa de 0,02 l faţă de reperul ∞; R_{xi} — rezistenţa înscrisă la 0,02 l faţă de reperul zero (l = lungimea scării gradate), iar R_0 — rezistenţa de referinţă. Cu cît D este mai mare, cu atît logommetrul este mai convenabil deoarece are limite de măsură mai largi; de asemenea, o valoare mare pentru d este avantajoasă deoarece permite a se măsura rezistenţe R_x mari utilizînd rezistenţe de referinţă mici.

7.2. Factorul de calitate (Γ) şi unghiul maxim disponibil pentru scară (α_n')

Atribuind parametrilor, Γ, M_s şi G din (18) indicele R — cînd se referă la *LR*, 3 — cînd se referă la *L3* şi F cînd se referă la *LRF*, şi împărţind apoi relaţiile respective rezultate din (18), se obţin:

$$\frac{\Gamma_R}{\Gamma_3} = \frac{M_{sR}}{M_{s3}}\left(\frac{G_3}{G_R}\right)^{1,5}, \qquad \frac{\Gamma_R}{\Gamma_F} = \frac{M_{sR}}{M_{sF}}\left(\frac{G_F}{G_R}\right)^{1,5}, \tag{21}$$

unde [1], [2]:

$$M_{s3} = \frac{\varepsilon E_L U \rho^2}{2\alpha_n + \delta}, \quad M_{sF} = \frac{2\varepsilon E_L U \rho_2^2}{(1+m)(\alpha_n + 2\delta)} \tag{22}$$

şi în care ρ este dimensiunea radială a electrodului mobil al *L3*, m — un parametru al logometrului *LRF* iar ceilalţi termeni au semnificaţia din (16). În ceea ce priveşte termenii în G care intra în (21), calculele efectuate pe baza raportului dintre greutatea electrodului mobil şi greutatea totală a organului mobil — în maniera expusă în [7] — arată că la aceleaşi dimensiuni radiale ale mecanismului logometric, adică la

$$\rho = \rho_2, \qquad (\rho_2 > \rho_1) \tag{23}$$

şi aceleaşi unghiuri α_n şi δ, există relaţiile:

$$G_F = G_R, \quad G_3 \approx G_R \tag{24}$$

şi ca urmare, utilizînd (16), (22), (23) şi (24) relaţiile (21) pot fi transcrise în forma

$$\frac{\Gamma_R}{\Gamma_3} = \frac{2 + \dfrac{\delta}{\alpha_n}}{1 + \dfrac{2\delta}{\alpha_n}}, \qquad \frac{\Gamma_R}{\Gamma_F} = \frac{1+m}{2} \tag{25}$$

Cum $\delta/\alpha_n = 0{,}2 \cdots 0{,}4$ iar $m = 0{,}6 \cdots 0{,}8$, din această relaţie rezultă $\Gamma_R/\Gamma_3 = 1{,}57 \cdots 1{,}35$ şi $\Gamma_R/\Gamma_F = 0{,}8 \cdots 0{,}9$.

De asemenea, atribuind lui α_n' aceeaşi indici ca mai sus la Γ şi cercetînd mecanismul *LR* din figura 1 precum şi *LRF* [1] şi *L3* [2] se ajunge la relaţiile:

$$\alpha_{nR}' = \frac{\pi}{1 + \dfrac{3\delta}{\alpha_n}} = \alpha_{nF}', \qquad \alpha_{n3}' = \frac{2\pi}{3\left(1 + \dfrac{s}{\alpha_n}\right)} \tag{26}$$

Pentru $\delta/\alpha_n = 0{,}2 \cdots 0{,}4$, rezultă $\alpha_{nR}' = 132° \cdots 82°$ şi respectiv $\alpha_{n3}' = 100° \cdots 86°$.

7.3. Limitele de măsură

Analizînd figura 4 şi ţinînd seama că ecuaţiile de funcţionare la *LR* şi *L3* sînt identice, în baza relaţiilor (19) şi (20), se obţine $d_R = d_3 \approx 50$ şi respectiv $D_R = D_3 \approx 2500$.

De asemenea, din figura 4 lucrarea [1] rezultă că în medie $m = 0{,}7$; $d_F \approx 5$ şi $D_F \approx 25$ unde indicii R, F şi 3 au semnificaţia de mai înainte.

7.4. Comparaţie între LR, LRF şi L3

Din discuţiile de la 7.2 şi 7.3 rezultă că pentru valorile medii ale parametrilor δ/α_n şi m(0,3 şi respectiv 0,7) există relaţiile:

$$\frac{\Gamma_R}{\Gamma_3} = 1{,}43, \qquad \frac{\Gamma_R}{\Gamma_F} = 0{,}85 \tag{27}$$

$$\alpha_{nR}' = \alpha_{nF}' \approx \alpha_{n3}' \approx 90° \tag{28}$$

$$\frac{d_R}{d_F} = \frac{d^3}{d_F} \approx 10, \qquad \frac{D_R}{D_F} = \frac{D_3}{D_F} \approx 100 \tag{29}$$

care probează că, pentru scopul urmărit, *LR* este mai avantajos decît *LRF* sau *L3*.

8. Comparație între megohmmetrul electrostatic și celelalte tipuri de megohmmetre

Renunțînd la o discuție generală — anevoioasă din cauza multitudinii tipurilor existente — se vor considera 3 megohmmetre: cu *LR* (*MLR*), cu logometru magnetoelectric (*MLM*) și cu microampermetru (fără amplificare) și stabilizator de tensiune (*MSM*), toate alimentate la $U = 2000$ V prin convertor tranzistorizat (*CT*) care la rîndu-i este alimentat cu baterii uscate (*B*).

Schemele de principiu ale megohmmetrelor *MLM* și *MSM* sînt arătate în figura 7 și respectiv figura 8; la ultimul s-a considerat numai cazul stabilizării în amonte de *CT*, fiind mai economic [8].

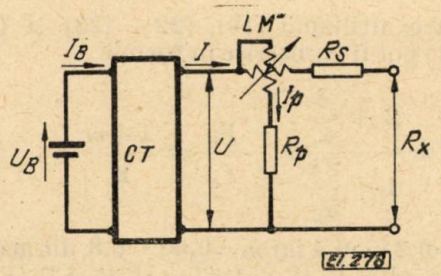


Fig. 7. Schema de principiu a megohmmetrului cu logometru magnetoelectric.

Din examinarea schemelor din figurile 1, 7 și 8 rezultă că, față de *MLR*, la *MLM* și *MSM* apar pierderile suplimentare de energie U^2/R_p și respectiv $U_B^2/R_{sT} < U^2/R_p$ (R_{sT} — rezistența stabilizatorului) care contribuie substanțial la creșterea cheltuielilor de exploatare

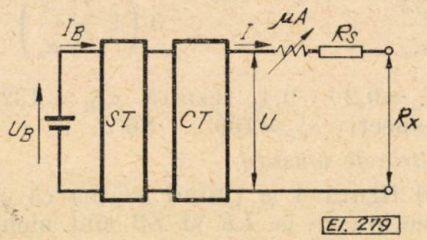


Fig. 8. Schema de principiu a megohmmetrului cu microampermetru și stabilizator de tensiune.

(consum de baterii) la aceste aparate. În plus, la *MLM* apare și căderea de tensiune importantă $I_p R_{CT}$ (R_{CT} — rezistența convertorului) pentru a cărei compensare este necesar un număr sporit de spire în secundarul transformatorului convertorului. Aceste concluzii teoretice sînt confirmate de către rezultatele experimentale.

Pentru alimentarea aparatelor în discuție cu tensiune înaltă continuă, s-a construit un convertor tranzistorizat de tipul în contratimp cu transformator ridicător și multiplicator de tensiune (patru trepte) alimentat cu baterii uscate la $U_B = 8{,}5$ V (la gol 9 V). În ultimul caz s-a folosit un stabilizator (*ST*) de tipul celui descris în [9]. S-a constatat că puterea maximă solicitată de la sursa primară ($U_B I_B$) se cifrează la 1,05 W pentru *MLR*, 1,55 W pentru *MSM* și 2,15 pentru *MLM*. La acesta din urmă pentru compensarea căderii de tensiune $I_p R_{cT}$ ($R_{cT} \approx 6$ MΩ a fost necesară o creștere de 70 % a numărului de spire în secundarul transformatorului ridicător.

În ceea ce privește limita superioară de măsură (R_{xs}) cerință majoră în ultima vreme — trebuie observat că pragul de sensibilitate la megohmmetrele și microampermetrele utilizate la megohmmetre este de 0,25 ... 1 μ A ceea ce arată că la *MLS* și *MSM*, $R_{xs} \leqslant 2500 \ldots 10000$ MΩ. La *MLR*, $R_{xs} \leqslant 10^6 \ldots 10^8$ MΩ, adică cu 3—4 ordine mai mare.

În fine, un alt avantaj al megohmmetrului cu *LR* este că sensul de creștere al mărimii R_x pe scara gradată poate fi și direct (sens orar) în timp ce la *MLM* și *MSM*, în mod normal, nu.

9. Concluzii

1) Megohmmetrul care utilizează logometru cu resort electrostatic poate funcționa și cu limite de măsură infinite dacă dimensiunile radiale ale electrozilor mobili ai logometrului respectiv sînt într-un anumit raport. În această situație, față de varianta cu limite de măsură finite, aparatul prezintă avantajul că fiecare treaptă de sensibilitate are limitele de măsură cu două ordine de mărime mai extinse, iar față de megohmmetrul utilizînd logometru electrostatic cu variație de tensiune — că poate funcționa cu tensiunea de alimentare a blocului de măsură de 1,5 ...2 ori mai mică.

2) Megohmmetrul tranzistorizat cu limite de măsură infinite utilizînd logometru cu resort electrostatic prezintă avantajul, față de cel cu logometru magnetoelectric sau cu microampermetru și stabilizator de tensiune, că are consumul de la bateria de alimentare de 2 respectiv 1,5 ori mai mic și limita superioară de măsură cu 3—4 ordine mai mare, precum și dezavantajul că necesită o tensiune de alimentare în blocul de măsură de cel puțin 1000 V.

Bibliografie

[1] *Antoniu, M.* Megohmmetru tranzistorizat utilizînd logometru cu „resort electrostatic" și limite de măsură finite. In: Electrotehnica 20, nr. 2, feb. 1972, p. 63—68.
[2] *Antoniu, M.* Posibilități de extindere a limitei superioare de măsurare la megohmmetrul românesc de 2500 V. In: Electrotehnica 20, nr. , 1972, p.
[3] *Lorenz, E.* Isolationsmesser. In: ATM, 1962, Lief. 316, mai, p. 105—108
[4] * * * Catalog produse IRME 1970, p. 9—11
[5] *Fraumhold, E.* Kritische Bemerkungen über Teraohmmeter und Geräte zur Messung von Isolationswiderständen. In: Elektrie, nr. 2, 1961, p. 56—58
[6] * * * Circuite cu tranzistoare în industrie. Vol. 2, cap. 10, București, Ed. Tehnică, 1964
[7] *Antoniu, M.* Nouvelle méthode pour la linéarisation de l'échelle des voltmètres électrostatiques à aiguille. In: Bull. ASE, nr. 4, febr., 1971, p. 247—254.
[8] *Haug, A.* Ein neuer Isolationsmesser. In: ETZ-B, 1965, nr. 17, 1965, p. 561—563.
[9] *Coles, R.W.* Economical voltage regulator. In: Radio constructor, vol. 23, nr. 8, martie 1970, p. 474—478.

Intrat în redacție la 25 XII. 1971

Traductor ferorezonant de poziție pentru comanda motoarelor electrice cu comutație electronică

IOAN SUCHAR și ADRIAN CREȚU* — Iași

CZ 621.317.76 : 621.313.2 – 559.047.2

Dispozitivul colector-perii de la motoarele de curent continuu obișnuite poate fi înlocuit cu un comutator fără contacte (*CFC*), capabil să realizeze static comutația curenților din secțiile înfășurării induse. Se obține astfel un motor de curent continuu fără colector, a cărui schemă-bloc este dată în figura 1.

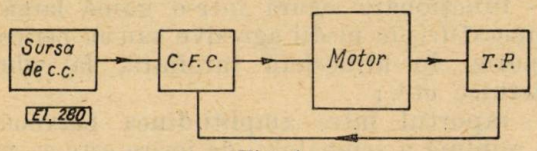


Fig. 1

Pentru funcționarea normală a motorului de curent continuu cu colector, curenții din secțiile indusului trebuie să fie comutați într-o concordanță riguroasă cu variația fluxului magnetic inductor. Deci pentru comanda comutatorului motorului de curent continuu fără colector este necesar un traductor de poziție a rotorului (*TP*), ale cărui semnale de ieșire să fie dependente de mărimea fluxului magnetic inductor.

Traductorul de poziție a rotorului motoarelor de curent continuu fără colector trebuie să îndeplinească următoarele condiții [3], [5], [8], [9], [11], [15]:

— gabaritul traductorului să nu depășească dimensiunile dispozitivului perii-colector, iar energia consumată de traductor să nu întreacă pierderile la periile motoarelor echivalente cu colector;

— să permită acordarea ușoară cu circuitul de intrare al comutatorului;

— raportul dintre semnalul maxim și cel rezidual de la ieșirea traductorului să fie cel puțin egal cu 3;

— panta de creștere și de descreștere a semnalului de ieșire să fie cît mai mare pentru a permite ca schema comutatorului să funcționeze sigur și în regim economic;

— performanțele și siguranța în funcționare să nu fie compromise de condițiile de mediu.

Controlul poziției rotorului se poate realiza relativ simplu, folosind dispozitive mecanice cu contacte, însă utilizarea practică a unor asemenea traductoare de poziție este limitată deoarece în medii umede, cu mult praf sau cu pericol de explozii, funcționarea lor devine nesigură și chiar periculoasă, iar în medii corozive și la viteze mari de rotație sînt în general inaplicabile.

* Ing. *I. Suchar* este șef de lucrări iar ing. *A. Crețu* este asistent la Institutul politehnic din Iași.

Actualmente, motoarele de curent continuu fără colector (cu comutație electronică) se construiesc cu traductoare de poziție a rotorului ce folosesc energia luminoasă, magnetică, electrică sau radioactivă.

Majoritatea tipurilor de traductoare foto-electronice de poziție a rotorului [1], [3], [9], [13] sînt voluminoase și costisitoare, funcționează bine numai într-o gamă restrînsă de temperaturi ale mediului ambiant, reduc simțitor siguranța în funcționare și randamentul global al motorului. la vibrații au stabilitate mecanică redusă, furnizează la ieșire semnale de putere foarte mică, încît adeseori necesită utilizarea unor amplificatoare intermediare.

O informație asupra poziției rotorului motorului poate fi obținută și cu ajutorul cîmpului magnetic ce acționează asupra unor dispozitive cu efecte galvanomagnetice. Însă traductoarele de poziție ce folosesc efectul Hall la semiconductoare [2], [6], [9], [14], [15] au randament slab, mărime mică a semnalului de ieșire, dependență puternică de temperatură a parametrilor de funcționare, complică schema comutatorului deoarece tensiunea Hall trebuie amplificată. Principalul neajuns al traductoarelor de poziție a rotorului ce folosesc magnetorezistențe [4], [9], [15] îl reprezintă dependența puternică a parametrilor de temperatură și temperatura limită superioară relativ joasă.

Dintre dezavantajele traductoarelor de poziție inductive, cu reluctanță variabilă [3], [7], [8], [9], [11], [12], [15], citățm: măresc simțitor gabaritul, greutatea și momentul de inerție al motorului, semnalul tensiunii de ieșire are panta redusă, raportul dintre amplitudinile maximă și minimă ale semnalului de ieșire are valoare relativ mică, necesită alimentarea traductorului de la o sursă de înaltă frecvență în care caz cresc pierderile de fier și apar dificultăți la realizarea unei scheme de comutator cu randament ridicat.

Pentru marcarea poziției rotorului se utilizează uneori și traductoare capacitive [3], [7], [15], la care variația capacității cu poziția rotorului determină modificarea frecvenței de rezonanță a unui circuit acordat. Instalația necesită și o sursă de frecvență etalon.

De asemenea se pot folosi materiale radioactive sub formă de pături foarte subțiri dispuse pe rotor. Pe statorul motorului sînt amplasate detectoare de particule, care au o mărime de ieșire numai cînd ajung în imediata apropiere a sursei de radiații [15].

Construcţia şi funcţionarea traductorului ferorezonant de poziţie a rotorului

În cele ce urmează se prezintă un nou traductor de poziţie a rotorului motoarelor electrice, de tip ferorezonant, compus dintr-o parte fixă şi una rotitoare (fig. 2).

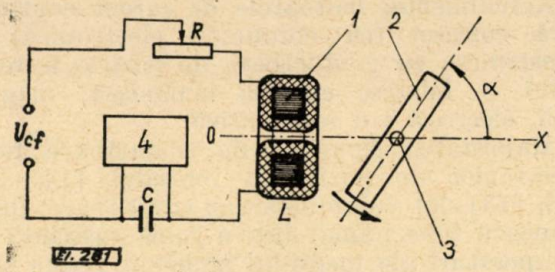


Fig. 2

Partea fixă este formată dintr-un circuit ferorezonant serie, alimentat la tensiune alternativă sinusoidală de valoare efectivă şi frecvenţă constante, şi cuprinde un rezistor liniar de rezistenţă R, un condensator liniar de capacitate C şi o bobină neliniară de inductivitate proprie L, realizată pe un miez închis *1*, confecţionat din bandă de material feromagnetic cu permeabilitatea ridicată şi cu ciclul de histerezis rectangular. În principiu pot fi folosite şi materiale feromagnetice obişnuite, însă performanţele unor asemenea traductoare vor fi inferioare.

Partea rotitoare este formată dintr-un magnet permanent *2*, ce poate avea formă de bară, cilindru sau stea, solidar cu arborele 3 al motorului.

Modificarea inductivităţii bobinei neliniare a circuitului ferorezonant se realizează cu ajutorul cîmpului magnetic continuu, exterior, produs de magnetul rotitor.

Cînd unghiul α (fig. 2) între axa OX şi axa polilor magnetului permanent devine aproximativ 90°, inductivitatea bobinei cu miez atinge valoarea corespunzătoare producerii ferorezonanţei în circuitul serie R, L, C; ca urmare curentul în circuit creşte prin salt. Dacă α depăşeşte cu o anumită cantitate unghiul de 90°, valoarea inductivităţii se modifică astfel încît nu mai este îndeplinită condiţia de ferorezonanţă, deci curentul scade prin salt, stabilindu-se la o valoare determinată de parametrii circuitului în noua situaţie. Pentru $\alpha \approx 270°$ în circuit se produce din nou saltul curentului.

Modificarea prin salt a curentului determină variaţia corespunzătoare prin salt a căderii de tensiune la bornele condensatorului C. Impulsurile de tensiune (de formă dreptunghiulară), obţinute de la bornele condensatorului, sînt dependente de poziţia rotorului şi se pot folosi pentru a comanda comutatorul *4*.

Alegînd convenabil valoarea tensiunii de alimentare, frecvenţa şi parametrii circuitului ferorezonant, traductorul poate furniza, în funcţie de poziţia rotorului, impulsuri de tensiune cu fronturile de creştere şi descreştere abrupte şi pentru care raportul între amplitudinile maximă şi minimă ale semnalului de ieşire să aibă, funcţie de necesităţi, valoarea de 10—30 ori mai mare decît la celelalte traductoare de poziţie cunoscute, ceea ce are efecte favorabile asupra funcţionării schemei dispozitivului de comutare cu semiconductoare.

Dintre avantajele traductorului ferorezonant de poziţie a rotorului citãm;

— lipsa contactelor;
— construcţie foarte simplă şi robustă;
— gabarit redus şi greutate mică;
— funcţionare sigură într-o gamă largă de temperaturi, în medii agresive sau cu pericol de explozie, în atmosferă rarefiată, la vibraţii puternice etc.;
— raportul între amplitudinea maximă şi cea minimă a semnalului de ieşire este cu mult mai mare decît la alte tipuri de traductoare de poziţie a rotorului, înlăturîndu-se necesitatea folosirii amplificatoarelor intermediare;
— consumul propriu de energie este redus.

Deoarece la motoarele de curent continuu fără colector, de tip magnetoelectric, pe arbore este fixat magnetul permanent ce constituie inductorul, este avantajos ca bobina neliniară a circuitului ferorezonant să fie amplasată chiar pe statorul motorului, iar inductorul motorului să asigure totodată şi modificarea inductivităţii L a circuitului ferorezonant. Astfel scade considerabil gabaritul, greutatea şi momentul de inerţie al motorului.

Elemente de proiectare a traductorului ferorezonant

Determinarea parametrilor circuitului ferorezonant şi alegerea magnetului permanent necesar pentru comanda acestuia, se va efectua plecînd de la amplitudinea şi forma impulsurilor utilizate pentru comanda comutatorului tranzistorizat (*CFC*).

Studiul teoretic şi experimental al circuitului ferorezonant serie cu bobină neliniară comandată de un magnet permanent a fost efectuat în [10].

Condiţiile necesare pentru ca într-un circuit ferorezonant serie de parametri R,L,C, alimentat cu o tensiune alternativă U_{cf} de pulsaţie ω (fig. 3a), să se poată comanda ferorezonanţa modificînd inductivitatea L prin comandă cu un cîmp magnetic continuu, exterior (creat, de exemplu, de un magnet permanent rotitor,), sînt date de relaţiile:

$$\omega > \frac{1}{\sqrt{L_f C_0}}, \tag{1}$$

$$R_0 > \left| \frac{\sqrt{3}}{C_0\omega - \frac{1}{L_f\omega}} \right|, \tag{2}$$

în care :

$$R_0 = \frac{1 + \omega^2 R^2 C^2}{\omega^2 RC^2}; \quad (3)$$

$$C_0 = \frac{C}{1 + \omega^2 R^2 C^2}; \quad (4)$$

R_0 și C_0 fiind rezistența, respectiv capacitatea circuitului ferorezonant serie echivalent (fig. 3b).

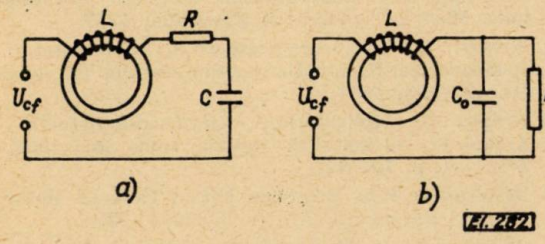


Fig. 3

L_f reprezintă valoarea inductivității bobinei neliniare pentru care în circuitul ferorezonant serie din figura 3b se realizează condiția de ferorezonanță. Ea se poate determina prin calcule numerice din relația :

$$V_f = \sqrt{\frac{2b_3^*(\lambda_f - 1) \pm \sqrt{b_3^*(\lambda_f - 1)^2 - 3b_3^{*2}\lambda_f^2 k^2}}{\frac{9}{4} b_3^{*2}}}, \quad (5)$$

în care :

$$\lambda_f = L_f C_0 \omega^2. \quad (6)$$

V_f reprezintă amplitudinea raportată a fluxului din miezul bobinei și este dată de relația :

$$V_f = \frac{\Phi_{mf}}{\Phi_n}, \quad (7)$$

unde

$$\Phi_n = \frac{\sqrt{2}\, U_{cf} \sqrt{1 + \omega^2 C_0^2 R_0^2}}{N R_0 C_0 \omega^2}, \quad (8)$$

iar Φ_{mf} este valoarea maximă a fluxului și se poate determina din curba de magnetizare a miezului bobinei, trasată în prezența cîmpului magnetic de comandă creat de magnetul permanent.

În relațiile de mai sus s-a notat :

$$k = \frac{1}{R_0 C_0 \omega}, \quad (9)$$

$$b_3^* = b_3 \Phi_n^2, \quad (10)$$

unde b_3 este un coeficient ce depinde de materialul feromagnetic al miezului bobinei, putîndu-se determina din caracteristica de magnetizare a bobinei neliniare, care se poate aproxima satisfăcător printr-un polinim de gradul 3.

Rezultate experimentale

Studiul experimental al traductorului ferorezonant de poziție a rotorului s-a efectuat cu ajutorul montajului dat în figura 4, în care : L este inductivitatea bobinei cu $N = 950$ spire realizate pe un miez toroidal de ultraperm Z avînd dimensiunile de 65 × 50 × 10 mm, grosimea benzii fiind de 0,05 mm ; C — baterie de condensatoare liniare, reglabilă (C — 0,5 — 15 μF) ; R — rezistor în decade ; AT autotransformator reglabil.

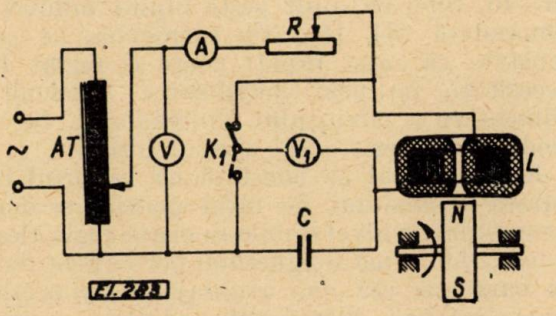


Fig. 4

În figura 5 se dau curbele $U_C = f(\alpha)$, în care U_C este valoarea efectivă a tensiunii de la bornele capacității C, iar α este unghiul de rotație a rotorului (fig. 6). Curbele au fost trasate utilizînd pentru comanda bobinei neliniare un magnet permanent de formă cilindrică.

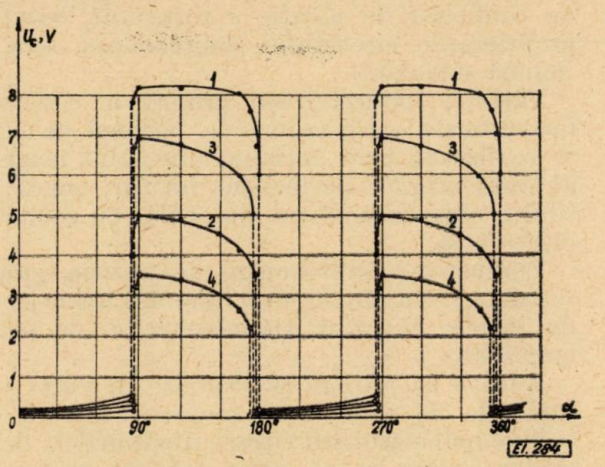


Fig. 5

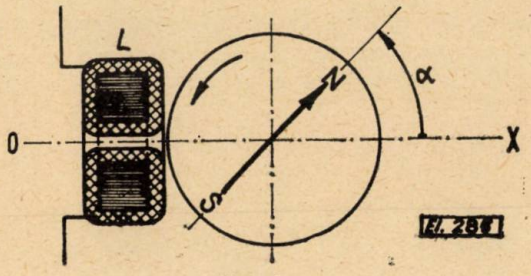


Fig. 6

Pentru trasarea curbelor 1 și 2 traductorul s-a alimentat la $U_{cf} = 6{,}2$ V și $f = 50$ Hz, circuitul ferorezonant avînd parametrii : $C = 9{,}5$ μF, L — inductivitatea bobinei descrisă anterior, iar $R = 150$ Ω pentru curba 1 și $R = 250$ Ω pentru curba 2.

Curbele *3* și *4* s-au trasat, respectiv, în aceleași condiții modificînd doar tensiunea de alimentare ($U_{cf} = 5$ V).

Din analiza acestor curbe rezultă că, la traductorul propus, raportul între nivelul maxim și minim al semnalului obținut pentru comanda comutatorului fără contacte este cuprins între 30—40, fiind cu mult peste limita minimă recomandată [3], [8]. De asemenea, se poate constata că acest raport poate fi reglat după necesități, fie prin modificarea tensiunii de alimentare a circuitului ferorezonant, fie prin modificarea rezistenței acestui circuit.

Experimental se constată că raportul între durata semnalului de nivel maxim și durata semnalului de nivel minim se poate regla alegînd convenabil forma magnetului permanent (forma de bară este cea mai avantajoasă) și prin reglarea mărimii întrefierului dintre magnetul permanent și miezul bobinei neliniare.

Sensibilitatea și viteza de răspuns a traductorului ferorezonant depinde de calitatea materialului feromagnetic utilizat pentru miez.

Concluzii

S-a conceput și s-a experimentat un nou tip de traductor de poziție a rotorului, bazat pe proprietățile circuitului ferorezonant serie cu bobină neliniară.

Variația inductivității proprii a circuitului ferorezonant serie (comanda bobinei neliniare) se realizează prin acțiunea cîmpului magnetic al unui magnet permanent rotitor, acesta putînd fi chiar inductorul motorului cu comutație electronică.

Traductorul ferorezonant de poziție, propus, satisface cerințele impuse, fiind din unele puncte de vedere superior traductoarelor de poziție cunoscute.

Autorii își propun să studieze în viitor posibilitățile de folosire a traductorului realizat și în scopul măsurării vitezei, unghiurilor, deplasărilor liniare și a altor mărimi neelectrice.

Bibliografie

[1] *Cristea, P* și *Măgureanu, R.* Traductoare fotovoltaice de poziție și viteză utilizînd pături subțiri semiconductoare anizotrope pentru comanda mașinilor și instalațiilor electrice. In: Electrotehnica. vol. 17, nr. 5 1969, p. 190—193.

[2] *Dittrich, W.* și *Rainer, E.*, Elektronikmotor DMc. 3 ein neuer kollektorloser Gleichstrom-Kleinstmotor. In: Siemens Zeitschrift, nr. 9, 1966, p. 690—693.

[3] *Dubenski, A.A.* Beskontaktnie dvigateli postoiannovo toka. Moskva, Izdatelstvo Energhiia, 1967.

[4] *Krestel, E.* Gleichstromgespeister Kleinstmotor mit elektronischer Kommutierungseinrichtung. Patent RFG, Nr. 1277993, 1964.

[5] *Kroger, G.* Kollektorlose Gleichstrommotoren. In: Archiv für technischen Messen, tom. 387, 1968, fila Z 532—1, p. 79—82.

[6] *Manteuffel, V.E.* Brushless Direct Current Motor and torquer. Patent S.U.A., Nr. 3383574, 1968.

[7] *Măgureanu, R.* Mașini cu comutație electronică. In: Electrotehnica, vol. 17, nr. 12, 1969, p. 447—455.

[8] *Ovcinnikov, I. E.* și *Lebedev, N. I.* Beskontaktnie dvigateli postoiannovo toka avtomaticeskih ustroistv. Moskva-Leningrad, Izdatelstvo Nauka, 1966.

[9] *Quichaud, G.* Applications à l'électrotechnique des phénomènes magnétoélectriques dans les semi-conducteurs. In: RGÉ, tom. 75, nr. 11, 1966, p. 1306—1318.

[10] *Suchar, I., Crețu, Adr.* și *Șerban, Gh.* Contribuții la studiul circuitului ferorezonant serie. In: Electrotehnica, vol. 18, nr. 10, 1970, p. 376—381.

[11] *Sviridov, A. A.* Beskontaktnîi datcik polojeniia rotora. In: Beskontaktnie elektriceskie mașinî, VI, Akademiia nauk Latviiskoi SSR, Fiziko-energheticeskii institut. Riga, Izdatelstvo Zinatne, 1967.

[12] *Sviridov, A. A.* Obobșcennie elektromagnitnie harakteristiki differențialnîh datcikov polojeniia rotora. In: Beskontaktnie elektriceskie mașinî, VIII, Riga, 1969, p. 253—265.

[13] *Tasič, B* și *Iliškovič, A* Novi motorji na enosmerni tok. In: Elektrotehniski vestnik, nr. 11—12, 1968, p. 233—235.

[14] *Veviurko, I. A. Razumovski, Iu. V., Selivahin, A. I.* Dvigatel postoiannovo toka bez skolzeașcih kontaktov. In: Vestnik elektropromîșlennosti, nr. 3, 1962, p. 34—35.

[15] *Wilson, T. C., Trickey, P. H.* D-C machine with solid-state commutation. In: Electrical Engineering, tom. 81, nr. 11, 1962, p. 879—884.

Intrat în redacție la 20. V. 1971

DIN ACTIVITATEA CEI

Despre activitatea şi preocupările actuale ale Comisiei Electrotehnice Internaţionale

JEAN WEISMAN* — Bucureşti

CZ 621.3:061.3 CEI

În articolul precedent „Comisia Electrotehnică Internaţională — forul mondial de standardizare electrotehnică" [1] au fost prezentate scopul, domeniul de activitate şi structura organizatorică a acestei organizaţii internaţionale.

Ne propunem ca în prezentul articol să fie expuse principalele aspecte ale activităţii actuale ale CEI. Ne vom referi, în special, la activitatea desfăşurată în anii 1970 şi 1971 şi care s-a concretizat prin: elaborarea şi editarea de publicaţii, dezbaterea proiectelor de recomandări prin reuniuni şi larga difuzare a documentelor de lucru, precum şi lucrările de colaborare ale CEI cu diverse organizaţii interguvernamentale netehnice.

1. *Publicaţii.* În anul 1970, au fost editate de către CEI, 89 publicaţii noi sau complet refăcute, reprezentînd circa 3400 pagini de text şi figuri [2].

Dintre acestea remarcăm completarea celei de a doua ediţii a Vocabularului Electrotehnic Internaţional — VEI — care conţine 8.500 termeni şi definiţii în franceză şi engleză, precum şi echivalenţii acestor termeni în alte şase limbi (publicaţiile cu nr. 50).

O menţiune specială merită să fie acordată apariţiei în 1970 a primelor părţi ale publicaţiei 335 „Securitatea aparatelor electrocasnice şi analoage" şi a publicaţiei 316 „Reguli de securitate a echipamentului electric pentru răcitoare şi congelatoare de uz casnic şi analoage".

Cu completările din 1971, cînd au mai fost editate încă cinci părţi ale publicaţiei 335, s-a ajuns la o normalizare destul de importantă în acest domeniu.

Aceste publicaţii reprezintă rezultatul activităţii Comitetului de studii, înfiinţat în 1966 pentru a stabili reguli de securitate armonizate pe plan mondial pentru acest gen de aparate.

Pînă la apariţia acestor publicaţii existau diferenţe mari între regulile aplicate şi recunoscute în diversele ţări din lume, cu efecte negative asupra schimburilor comerciale internaţionale, provocînd totodată o creştere a preţului pentru consumator.

În anul 1971, au fost editate 95 publicaţii şi modificări la publicaţiile anterioare.

Pentru fiecare specialist, apariţia unei publicaţii CEI, prezintă o mare importanţă. Fără a subestima acest lucru, vom menţiona, în cele ce urmează, numai cîteva dintre publicaţiile anilor 1970 şi 1971 care credem că interesează cercuri mai largi de specialişti [3].

a) În domeniul maşinilor şi aparatelor electrice:

— publicaţia 72 (1971) „Dimensiuni şi puteri ale maşinilor electrice rotative. Indicaţii asupra carcaselor între 56 şi 400 şi a flanşelor între F55 şi F1080" ediţia a V-a;

— publicaţia 72 A(1970) „Dimensiuni şi puteri ale maşinilor electrice rotative cu fixare pe tălpi, indicaţii asupra carcaselor între 355 şi 1000";

— publicaţia 56 „Întreruptoare de curent alternativ de înaltă tensiune" (cuprinzînd 6 părţi — ediţia a III-a);

— publicaţia 99—1(1970) „Descărcătoare cu rezistenţă variabilă pentru reţele de curent alternativ";

— publicaţia 158—1(1970) „Aparataj de comandă de joasă tensiune de uz industrial. Partea I-a — Contactoare" (cu Modificarea nr. 1 (1971);

— publicaţia 292 „Demaroare de motoare de joasă tensiune": 292—2 (1970) „Demaroare sub tensiune redusă în curent alternativ — demaroare stea-triunghi" şi 292—1A (1971) „Demaroare directe (sub plină tensiune) în curent alternativ" (prima completare la publ. 292—1 (1969);

— publicaţia 356 (1971) „Dimensiunile colectoarelor şi inelelor";

— publicaţia 376 (1971) „Specificaţii şi recepţia hexafluorurei de sulf nouă (neutilizată).

b) În domeniul cablurilor şi materialelor izolante:

— publicaţia 96 „Cabluri pentru frecvenţe radioelectrice: 96—0 (1970) „Îndreptar pentru stabilirea de specificaţii detaliate" şi 96—1 (1971) „Prescripţii generale şi metode de măsurare" ediţia a III-a;

— publicaţia 331 (1970) „Caracteristicile cablurilor electrice rezistente la foc";

— publicaţia 332 (1970) „Caracteristicile cablurilor care întîrzie propagarea flăcării";

— publicaţia 345 (1971) „Metodă de încercare pentru rezistenţa de izolare şi rezistenţa transversală a materialelor izolante la temperaturi ridicate".

c) În domeniul încercărilor climatice şi mecanice:

— publicaţia 68—2 „Încercări fundamentale climatice şi de robusteţe mecanică. Partea

* Ing. *J. Weisman* este şef de laborator la I.C.P.E.

a II-a — Încercări" : 68—2—6 (1970) „Încercarea Fc — Vibraţii (sinusoidale)" şi 68—2—33 (1971) „Îndreptar pentru încercări la variaţii de temperatură".

d) În domeniul echipamentului antideflagrant :

— publicaţia 79 „Echipament electric pentru atmosfere explozive" : 79—0 (1971) „Introducere generală" editura I-a; 79—1 (1971) „Construcţia, verificarea şi încercările carcaselor antideflagrante ale echipamentului electric" ediţia a II-a şi (79—10 (1971) „Clasificarea zonelor periculoase".

e) În domeniul pieselor, componentelor şi aparatelor electronice :

— publicaţia 115 „Rezistenţe fixe" : 115—1 (1971) „Definiţii şi metode de încercare"; (115—3 (1971) „Rezistenţe bobinate de tip 1 — Alegerea metodelor de încercare şi reguli generale" şi 115—3 —1 (1971) „Rezistenţe bobinate tip 1 — Specificaţie particulară" ;

— publicaţia 315 „Metode pentru măsurări pe receptoarele radioelectrice pentru diverse clase de emisie" din care s-au editat pînă în prezent trei părţi ;

—publicaţia 321 (1970) „Ghid pentru concepţia şi utilizarea de componente destinate a fi montate pe plăci de cablaje şi circuite imprimate" ;

— publicaţia 326(1970) „Exigenţe şi metode de măsurare generale privind plăcile de cablaje imprimate" ;

— publicaţia 358 (1971) „Reguli de securitate pentru aparate de măsurat electronice."

f) În domeniul fiabilităţii :

— publicaţia 319 (1970) „Prezentarea datelor de fiabilitate pentru componente (sau piese detaşate) electronice ;

— publicaţia 362 (1971) „Ghid pentru obţinerea datelor de fiabilitate, de disponibilitate şi de menţinere, plecînd de la rezultatele de exploatare ale dispozitivelor electronice".

g) în domeniul sistemelor de comandă a proceselor

— publicaţia 381 (1971) „Semnale analogice în curent continuu pentru sisteme de comandă a proceselor"

— publicaţia 382 (1971) „Semnal analogic pneumatic pentru sisteme de comandă a proceselor".

2. *Reuniuni şi documente de lucru.* Activitatea CEI nu trebuie să fie apreciată numai în funcţie de numărul de pagini publicate. Nivelul de armonizare a diverselor puncte de vedere ale specialiştilor şi delegaţiilor Comitetelor Naţionale, se realizează datorită dezbaterilor şi discuţiilor care au loc cu ocazia reuniunilor grupelor de lucru şi în special a Comitetelor şi Subcomitetelor de Studii. În aceeaşi direcţie acţionează şi larga difuzare, de către Biroul Central, a documentelor de lucru.

În acest sens trebuie remarcat numărul mare de reuniuni organizate de CEI ca şi acela al documentelor de lucru, trimise tuturor Comitetelor Naţionale pentru consultare, observaţii şi votare. Astfel, în anul 1970, au avut loc 108 reuniuni ale Comitetelor şi Subcomitetelor de Studii, din care 57 s-au ţinut la Washington, unde s-a desfăşurat şi reuniunea generală anuală. În anul 1971 s-au ţinut 107 reuniuni, din care 31 au avut loc cu ocazia reuniunii generale de la Bruxelles.

Dintre Comitetele şi Subcomitetele de Studii care au avut reuniuni în 1971, citäm : Aparate de măsurat (CS 13 şi 2 Subcomitete); Transformatoare de putere (CS 14 şi 1 SC); Materiale izolante (CS 15 şi 3 SC); Aparataj (CS 17 şi 4 CS); Cabluri (CS 20 şi 1 SC); Condensatoare şi rezistenţe pentru echipamente electronice (CS 40 şi 1 SC); Tehnica încercărilor la înaltă tensiune (CS 42); Dispozitive semiconductoare şi circuite integrate (CS 47 şi 1 SC); Fiabilitatea componentelor şi echipamentelor electronice (CS 56); Securitatea aparatelor electrocasnice (CS 61); Sisteme de comandă a proceselor (CS 65); Echipamente electronice de măsurat (CS 66 cu 3 SC).

Desigur că fiecare reuniune în parte îşi are importanţa ei. Ne vom opri însă numai la cîteva dintre ele şi în primul rînd, la a 36-a reuniune generală, care s-a ţinut în iunie 1971 la Bruxelles, la care au participat mai mult de 1000 de delegaţi, reprezentînd Comitetele Naţionale din 30 de ţări. În afară de şedinţele Consiliului şi ale Comitetului de Acţiune, s-au ţinut, după cum s-a mai arătat, reuninnile a 31 Comitete şi Subcomitete de Studii.

Ca urmare a acestei reuniuni generale, au fost acceptate 72 proiecte pentru a fi difuzate în vederea aprobării lor, conform regulii de 6 luni. A fost aprobată organizarea unui nou Comitet de Studii (CS 73) care să trateze efectele mecanice şi termice ale curenţilor de scurtcircuit. Deşi principiile de bază ale calculelor curenţilor de scurtcircuit sînt bine cunoscute, s-a ţinut seama de diferenţele între detaliile de calcul şi în diversele simplificări şi aproximări utilizate, care conduc adesea la neînţelegeri între utilizatorii şi constructorii echipamentului electric.

La cererea UNIPEDE (Uniunea Internaţională a producătorilor şi distribuitorilor de energie electrică), susţinută şi de CEE (Comisia Economică pentru Europa), vechiul Comitet de Studii nr. 11, a cărui activitate a fost întreruptă în 1958, a fost reactivat pentru a elabora recomandări pentru liniile aeriene. Tot la cererea acestei Uniuni, s-au constituit grupe de lucru din Comitetele 61 şi 64, care au sarcina de a pregăti recomandări pentru încălzitul clădirilor cu elemente încălzitoare încorporate în structura clădirii. Desigur că potrivit domeniului lor de activitate, CS 64 va trata

problemele privind instalaţiile, iar CS 61 aspectele de securitate.

O grupă de lucru specială a fost constituită pentru a elabora propuneri detaliate asupra lucrărilor ce urmează să se desfăşoare în cadrul CEI în domeniul echipamentelor laser.

Ne vom limita la exemplele de mai sus extrase din marele număr de hotărîri importante luate cu ocazia reuniunii de la Bruxelles, adăugînd la acestea, hotărîrea Consiliului prin care CEI acceptă responsabilitatea unui sistem pentru asigurarea calităţii componentelor electronice.

O menţiune specială, considerăm că trebuie să facem asupra colocviului internaţional, care a avut loc, tot în iunie 1971, la Baden-Baden (RFG) cu tema: Proprietăţile materialelor magnetice conducătoare. Colocviul a fost organizat în comun de CEI şi VDE şi a avut ca scop să prepare lucrările noului Comitet de Studii 68 (Aliaje şi oţeluri magnetice). Au fost tratate patru grupe de subiecte principale şi anume: materiale magnetice pentru maşini electrice şi transformatoare, materiale magnetice speciale pentru maşini electrice, magneţi permanenţi şi materiale magnetice moi utilizate în electrotehnică.

Trebuie să subliniem importanţa acestui colocviu şi a lucrărilor noului Comitet 68, ţinînd seama că ele corespund unei necesităţi pentru industrie, deoarece constructorul dispune, de exemplu, de o gamă largă de materiale izolante, însă în domeniul materialelor feromagnetice, posibilităţile de a alege sînt mult mai restrînse. Totodată remarcăm caracterul diferit al acestei manifestări, în comparaţie cu reuniunile obişnuite ale CEI. Chiar denumirea de Colocviu sau Simpozion, participarea a 110 experţi din 16 ţări, prezentarea unor conferinţe şi referate, urmate de ample dezbateri, corespund intenţiei conducerii CEI şi a organizatorilor de a da acestei manifestări caracterul unei ample reuniuni ştiinţifice.

Conducerea CEI intenţionează să organizeze, în continuare, astfel de reuniuni ştiinţifice de amploare şi mai mare decît aceea de la Baden-Baden, în care să se trateze teme de importanţă majoră pentru industria electrotehnică şi electronică. La baza acestei orientări, se află convingerea că în activitatea sa CEI trebuie să se bazeze pe cele mai recente progrese ale ştiinţei şi că acest lucru presupune o colaborare intensivă cu toate cercurile ştiinţifice.

Aşa cum s-a arătat mai înainte, activitatea CEI poate fi apreciată şi după numărul de documente de lucru emise şi difuzate tuturor Comitetelor Naţionale. Difuzarea largă a acestor documente, constituie o trăsătură caracteristică şi de foarte mare valoare a modului în care îşi duce activitatea CEI, antrenînd cercuri extrem de largi de specialişti în dezbaterea temelor tratate de Comitetele şi Subcomitetele de Studii.

Caracteristic este şi faptul că documentele de lucru se difuzează prin grija Biroului Central şi nu direct de către secretariatele Comitetelor de Studii. Această tradiţie provine din necesitatea ca toate aceste documente să păstreze un caracter unitar, în ceea ce priveşte modul de prezentare, traducerile şi revizuirile.

Numărul de documente de lucru a crescut în ritmul de 12% pe an. Desigur că unele Comitete, în anumite perioade ale activităţii lor, elaborează foarte multe documente, iar altele foarte puţine.

Vechiul Comitet de Maşini rotative (CS 2) cu Subcomitetele sale a elaborat în 1970 un număr de 232 de documente de lucru, iar Comitetul de Radiocomunicaţii (CS12) şi Subcomitetele sale a ajuns la 300.

Unele comitete recent constituite sau cu activitate extrem de redusă, emit doar cîteva documente pe an.

Numărul mediu de documente de lucru, raportat la lucrările fiecărui Comitet şi Subcomitet de Studii a fost în 1971 de 45 pe an.

Ţinînd seama că în 1971 au fost 170 Comitete şi Subcomitete, luînd cifra, medie de 45 pe an şi media de 4 pagini a unui document, precum şi media de 650 exemplare, se ajunge la impresionanta cifră de 20 milioane pagini pe an.

3. *Colaborări ale CEI cu unele organizaţii interguvernamentale.* În anul 1970, s-a conturat mai precis ca în anii anteriori creşterea interesului din partea unor organizaţii interguvernamentale netehnice, aşa cum sînt CEE (Comisia economică pentru Europa,) GATT(Acordul general asupra tarifelor vamale şi comerţului), etc. pentru activitatea de standardizare internaţională. Interesul pe care astfel de organizaţii l-a arătat lucrărilor CEI a fost foarte bine primit de toţi cei care contribuie activ în această Comisie, fiind considerat ca extrem de încurajatoare această dovadă, că lucrările de standardizare internaţională nu sînt exerciţii administrative, ci din contra, că ele constituie o parte integrantă a procesului de dezvoltare al electrotehnicii.

Ne vom referi la acţiunile întreprinse pe linia CEE, din iniţiativa căreia au avut loc pînă în prezent două reuniuni importante, denumite „Reuniuni ale funcţionarilor guvernamentali însărcinaţi cu politica de standardizare." Pentru aceste reuniuni au fost făcute o serie de consultări şi discuţii preliminare şi s-au elaborat documente de lucru corespunzătoare.

Au fost examinate aşa numitele „obstacole tehnice" care stau în calea dezvoltării comerţului mondial. S-a ajuns la o concluzie, aproape generală, asupra naturii şi cauzelor acestor obstacole şi s-a admis, în general, că este inte-

resul tuturor ţărilor să se suprime aceste obstacole [4]. Desigur că mai există încă divergenţe în anumite puncte.

În special, în ultimii ani, din ce în ce mai multe restricţii privind caracteristicile mărfurilor care pot fi puse în vînzare sau utilizate, sînt impuse prin legislaţiile naţionale. Acest lucru este normal, avînd în vedere interesul fiecărui guvern de a apăra securitatea şi sănătatea populaţiei, precum şi interesele consumatorilor. Diferenţele între diversele standarde, norme şi prescripţii, conduc însă în final la transformarea acestor documente în piedici în calea comerţului mondial. Aceste obstacole, de natură tehnică, au ca efect costuri suplimentare şi în acelaşi timp acţionează ca o frînă în dezvoltarea comerţului internaţional. Desigur că în afară de neuniformitatea standardelor şi prescripţiilor, importante sînt şi dificultăţile care apar pentru verificarea şi certificarea concordanţei mărfurilor cu prevederile acestor documente.

S-a ajuns la concluzia că linia de urmat este să se ajungă la stabilirea de standarde cît mai larg recunoscute, tinzîndu-se către recunoaşterea lor generală şi totodată să se stabilească sisteme internaţionale de certificare a conformităţii mărfurilor cu aceste standarde.

Lucrările continuă şi sînt urmărite cu deosebit interes de multe ţări, inclusiv ţara noastră.

Ne vom mai opri, foarte rapid şi asupra problemei pusă în faţa CEI de a constitui şi a gira un sistem de asigurare a calităţii componentelor electronice.

În special în ultimii ani s-a simţit din ce în ce mai imperios necesitatea stabilirii unei metode de asigurare a calităţii acestor produse în aşa fel încît această calitate să poată fi recunoscută atît de utilizatorii din ţara de origine cît şi din alte ţări.

Pe baza lucrărilor elaborate de Comitetul de Studii 56 (Fiabilitate) s-a ajuns în prezent la clarificarea unor noţiuni şi elemente fundamentale, urmînd ca pe baza aprobării de către Comitetele Naţionale, să se treacă treptat la organizarea unui astfel de sistem, la care va putea participa orice ţară, care se va obliga să se încadreze în prevederile fundamentale privind armonizarea standardelor şi modalităţile de certificare a conformităţii cu aceste standarde.

*

Vom mai menţiona, înainte de a încheia, problema pusă în discuţie la reuniunea generală din 1971, de la Bruxelles, asupra organizării de către CEI a unui Congres Electrotehnic Internaţional [5].

În cadrul CEI au activat şi activează savanţi şi ingineri electricieni de prim rang. Pentru a menţine acest nivel ridicat este important ca CEI să atragă tînăra generaţie de ingineri şi savanţi şi să-şi întărească legăturile cu diversele cercuri şi organizaţii ştiinţifice şi tehnice de specialitate.

Un Congres al electricienilor ar contribui mult în această direcţie şi din această cauză, conducerea CEI ca şi multe Comitete Naţionale şi-au propus să acţioneze în vederea organizării unui astfel de Congres.

Bibliografie

[1] *Weisman, J,* şi *Rodin, S.* CEI — Forul mondial de standardizare electrotehnică. În: Electrotehnica 20, nr. 6/1972, p.
[2] CEI — Rapport d'activite, 1970
[3] CEI — Annuaire 1972
[4] CEI — STAND/Document de travail Nr. 13/August, 1971
[5] CEI — PV 1380/Conseil — August, 1971

TEZE DE DOCTORAT

CZ 621.316.57.064.3:621.319.53.012.8

IOAN MARINESCU: **Contribuţii asupra schemelor sintetice de încercare a aparatelor de înaltă tensiune.** Conducător ştiinţific—prof. dr. ing. G. Hortopan

Autorul tratează în principal o nouă schemă de încercare sintetică destinată verificării capacităţii de rupere a siguranţelor fuzibile de înaltă tensiune şi mare putere, limitatoare de curent.

În prima parte, sînt analizate fenomenele care au loc la deconectarea curenţilor de scurtcircuit, fenomene care sînt grupate de autor în trei perioade şi anume : prearc (de la apariţia curentului de scurtcircuit pînă la limitarea acestuia), de interacţiune (din momentul limitării pînă la anularea curentului prin siguranţă) şi dielectrică (ulterioară anulării curentului). Pe baza acestor fenomene, se stabilesc criteriile de echivalenţă originale între încercările directe şi sintetice, deoarece criteriile cunoscute sînt sau insuficiente (perioada prearc) sau neglijate deşi prezintă o importanţă deosebită (perioada de interacţiune şi dielectrică, continuitate, aprecierea funcţionării siguranţei, severitatea încercării). Pe baza acestor criterii sînt analizate critic schemele sintetice cunoscute din literatura de specialitate.

În partea a doua a lucrării autorul propune o schemă sintetică originală capabilă să îndeplinească integral criteriile de echivalenţă dintre încercările directe şi sintetice. Principiul schemei constă în faptul că o sursă de frecvenţă industrială alimentează un circuit rezonant, ceea ce are drept consecinţă încărcarea bateriei de condensatoare la tensiunea de încercare cît şi menţinerea tensiunii de restabilire de frecvenţă industrială în limitele prescrise de norme un timp practic nelimitat, contribuind totodată într-o oarecare măsură la mărirea posibilităţilor de încercare ale schemei. Schema propusă permite un reglaj uşor al tuturor parametrilor încercării.

Partea a treia a lucrării este consacrată calculului schemei sintetice propuse în trei etape : stabilirea rezonanţei, apariţia curentului de scurtcircuit şi tensiunea de restabilire. Autorul

stabilește expresiile generale ale curentului de scurtcircuit echivalent și ale tensiunii de restabilire precum și expresiile particulare ținînd seama fie de mărimea componentelor (cazul curentului) fie de condițiile inițiale și valorile pulsațiilor (cazul tensiunii). Sînt prezentate de asemenea, expresiile cîtorva funcțiuni originale ale căror transformate particulare nu sînt tratate în literatura de specialitate, și care conțin la numitor expresii în p de ordinul patru sau șase.

În partea a patra a lucrării se stabilește o metodă originală de determinare a parametrilor schemei sintetice. Această metodă simplificată permite calculul rapid al elementelor schemei sintetice astfel încît aceasta să îndeplinească criteriile de echivalență. Metoda propusă este destinată personalului tehnic al laboratorului de încercare pentru dimensionarea rapidă a schemei. Pentru ilustrarea metodei se expune un exemplu de calcul pentru un caz mediu întîlnit în practică.

Partea a cincea a lucrării cuprinde rezultatele obținute experimental pe un model fizic de schemă sintetică luîndu-se în considerație parametrii determinați anterior. De remarcat că, pentru reproducerea fenomenelor în perioada prearc și parțial în celelalte perioade, siguranța a fost modelată cu ajutorul unui tranzistor. Rezultatele obținute la experimentări demonstrează corectitudinea ipotezelor făcute în diferite etape atît asupra desfășurării fenomenelor cît și asupra ponderii elementelor schemelor sintetice.

Rezultatele obținute cu ajutorul schemei sintetice au fost comparate cu rezultatele obținute la încercările directe efectuate în țară și în străinătate, rezultînd o bună concordanță.

Ing. *C. Bârcă*

RECENZII

CZ 389 : 621.3 (02)

I.G.S.C.C.P. Inspectoratul de Metrologie. **Cursul pentru pregătirea metrologilor autorizați — tehnicieni.** București, Editura Tehnică, 1972, 643 pag.

Lipsa unor publicații, care să pună la dispoziția lucrătorilor din compartimentul de metrologie, automatizări și chiar din laboratoarele de cercetări și încercări sau control tehnic de calitate, principiile teoretice și practice de tehnica măsurării, de transmitere a unităților de măsură și de supraveghere metrologică a instrumentelor de măsurat, se simte cu atît mai mult, cu cît dezvoltarea industriei impune în prezent, ca cel mai important imperativ, utilizarea aparatelor de măsură, control și reglare.

De asemenea, problema reciclării, a instruirii lucrătorilor din acest domeniu de activitate și perfecționarea lor continuă, necesită elaborarea unor materiale științifice, redactate în spirit didactic, pentru a le putea folosi în mod continuu, utile și în situații în care nu se poate participa la unele forme organizate de pregătire, cu program special sau scoatere din producție.

Prin conținutul său suficient de adîncit, deși se anunță util tehnicienilor metrologi, lucrarea poate fi folosită în bune condiții de metrologii cu pregătire superioară, cu precădere de cei ce conduc activitatea de metrologie în uzine, mari combinate etc. și au nevoie de cunoștințe teoretice și practice într-un cîmp larg al tehnicii.

Fiind prima lucrare cuprinzînd toate aspectele metrologiei, legate într-un volum unitar și elaborat de specialiști ce acoperă prin pregătirea lor, toate domeniile tratate, mai are meritul abordării suficient de omogen a unor capitole ce în general necesită tratare specifică.

Remarcînd că sistematizarea se face simțită în toate capitolele, unele elemente de bază, referitoare la domeniul de utilizare, unități de măsură, schema de transmitere a unităților de măsură, erori specifice, metode de măsurare, descrierea construcțiilor unor aparate de măsură reprezentative, precum și verificarea și întreținerea lor curentă, în lucrare nu se neglijează aprofundarea unor aspecte specifice domeniilor de măsurare.

Cele 17 capitole ale lucrării urmează o secvență logică, punînd la dispoziția cititorului încă de la început noțiunile de bază ale metrologiei, printr-o tratare destul de minuțioasă a teoriei erorilor.

Urmînd metodologia instrucțiunilor metrologice, cunoscute în întreaga economie, cursul tratează problema măsurărilor în ordine : mărimi geometrice și mecanice, mărimi de material și compoziție și mărimi fotometrice, electrice și radiații nucleare.

În afara capitolelor „Măsurarea mărimilor electrice" și „Măsurarea mărimilor magnetice" care ne interesează în mod deosebit amintim și următoarele două capitole :

— „Măsurarea temperaturii" în care sînt tratate termometrele ce funcționează pe principii termoelectrice, variația rezistențelor cu temperatura, radiația termică etc. Completat cu material ilustrativ complimentar, fundamentat teoretic, capitolul este tratat la un nivel ridicat, punînd la dispoziția cititorului tabele și exemple de construcții moderne din țară și străinătate.

— „Măsurarea mărimilor fotometrice", capitol bine închegat, prezintă definițiile de mărimi și unități utilizate, precum și metodele și instrumentele de măsurat cele mai reprezentative.

Capitolul este foarte util, cu atît mai mult cu cît în domeniul metrologiei mărimilor fotometrice nu există practic lucrări, iar acesta conține elemente suficiente pentru pregătirea tehnicienilor care lucrează în laboratoare de specialitate și a inginerilor metrologi, în domeniile mecanice și electrice.

Capitolul „Măsurarea mărimilor electrice", cel mai extins din lucrare, furnizează noțiuni complete asupra măsurilor și aparatelor de măsurat electrice, acoperind întregul domeniu de măsurare, cu aceeași profunzime. Materialul expus pune la dispoziția metrologilor, printr-o succesiune logică și teoretică, la un nivel ridicat, o amplă documentație necesară pregătirii la exigențele actuale. În afara principiilor de măsurare și a tipurilor reprezentative, în capitol sînt date și exemple de realizări moderne. Ridicîndu-se la nivelul oricărui curs de măsuri electrice, cu accent pe aspectele metrologice, capitolul poate fi folosit ca material de pregătire pentru orice inginer electrician care lucrează în metrologie sau tehnica măsurării.

O latură importantă în tehnica măsurării mărimilor electrice o constituie măsurările electronice. Tratate într-un capitol special, sînt precedate de o expunere sumară asupra elementelor componente și circuitelor caracteristice, utilizate în electronică. Adresîndu-se tehnicienilor și chiar unor categorii de conducători de laboratoare metrologice, capitolul este tratat sistematic, pe mărimi, finalizînd cu probleme specifice acestuia — generatoare de semnal și aparate numerice.

Capitolul „Măsurarea mărimilor magnetice" conține noțiuni privind metodele și instrumentele de măsurat specifice, grupate pe principalele mărimi magnetice. Capitolul, de întindere relativ mică, oferă cunoștințe suficiente pentru scopul propus, avînd în vedere răspîndirea încă limitată în industrie a măsurilor și aparatelor de măsurat magnetice.

Dat fiind legătura între cele două mărimi, măsurarea timpului și frecvenței, acestea sînt cuprinse într-un capitol comun, în care remarcăm, în mod deosebit, sistematizarea și conciziunea expunerii. Capitolul gradează metodele de măsurare și instrumentele, de la cele mai simple ceasornice și cronometre, pînă la frecvențmetrele digitale.

Un capitol mai aparte, cerut însă de progresul tehnic, tratează măsurarea radiațiilor nucleare. Apariția acestei laturi într-o lucrare cu caracter metrologic constituie o inițiativă binevenită în preocupările metrologiei de stat. Respectînd dimensiunea utilizată și de celelalte capitole, expunerea reușește să cuprindă aspecte importante ale tehnicii măsurării acestor mărimi, inclusiv etalonarea surselor radioactive, avînd însă un minus în aceea că metodele de etalonare sînt practic numai enunțate.

Capitolul „Noțiuni legislative", de o necesitate incontestabilă în acest context, leagă într-un text echilibrat și logic toate reglementările în vigoare în prezent. Deosebit de important este faptul că prezentarea nu este făcută pe acte normative, ci pe probleme, textul făcînd apel pentru fiecare caz la articolul din actul normativ respectiv.

Nu putem trece fără să menționăm ideea autorilor de a completa fiecare capitol cu o bibliografie bogată, în cele mai multe cazuri de strictă specialitate, ce pune la dispoziția cursanților posibilitatea documentării complementare.

Inițiativa Inspectoratului de Metrologie de a elabora un curs unitar, cuprinzînd toate aspectele metrologice moderne — de altfel primul de acest fel — este lăudabilă și trebuie să constituie un exemplu pentru celelalte domenii ale industriei noastre electrotehnice.

Ing. *Joița Paul*

REFERATE

CZ 62 *Inginerie — Tehnică și industrie în general*

CZ 62-83-523.8 : 621.771.06.016

Schoele, B. **Acționarea laminoarelor la rece și reglarea lor** (Die Antriebe von Kaltwalzwerken und ihre Regelung). In : Techn. Mitt. AEG-Telefunken, 61, nr. 7, 1971, p. 353—364, 13 fig.

În laminarea la rece a tablelor (grosimi sub 1,5 mm) se cer, în gradul cel mai înalt, păstrarea exactității dimensiunilor și calitatea suprafețelor, de aceea au importanță deosebită acționările laminoarelor la rece și dispozitivele de reglarea lor.

După o privire asupra diferitelor feluri de laminoare la rece — grupate în două categorii : laminoare reductoare (reversibile și tandem) și laminoare de finisare (de netezire) — se descrie echipamentul electric. Laminoarele la rece sînt acționate aproape exclusiv cu motoare de curent continuu, alimentate de redresoare de curent (instalații cu tiristoare) sau de convertizoare Leonard fără volant auxiliar. Puterea necesară la motor depinde de scăderea de grosime în deschiderea valțurilor, lățimea benzii, rezistența materialului și viteza benzii. Acționarea cuprinde motorul valțurilor, motorul troliului de tracțiune și motorul troliului de frînă. Turajul acționării este dat de motorul valțurilor. Turajul tamburelor nu poate fi influențat nici prin varierea tensiunii în indus nici prin deplasarea cîmpului, atita timp cît banda este întinsă.

În articol se dau scheme de montaj și conexiuni ; diagrame de variație pentru viteze, momente, puteri, tensiuni, cîmpuri, intensități de curent în diferite situații de funcționare : mers la stînga și la dreapta, comportarea acționării tamburelor cu reglarea curentului în indus și cu reglarea cuplului motor ; formule de calculul vitezei, forței de tracțiune, cuplului necesar, puterii, momentului de accelerare.

Se dau amănunte asupra raporturilor tehnologice pentru liniile tandem și asupra echipamentelor speciale pentru laminoarele reversibile, precum și detalii asupra cerințelor pentru acționări gemene (valțul superior și cel inferior acționate separat), cu un mod de reglare verificat.

D.D.

CZ 621.3 *Electrotehnică generală*

CZ 621-768 : 621.3

Kaesche, H. ș.a. **Cercetări electrochimice asupra inhibitorilor de coroziune solubili în ulei.** (Elektrochemische Untersuchungen über ölösliche Korrosionsinhibitoren). In : Werkstoffe und Korrosion, 22, 1971, nr. 8, p. 673—682, 13 fig., 5 ref.

Recipienții utilizați în industria electrotehnică sub formă de cuve de transformator, redresoare etc., prezintă numeroase cazuri de urme de coroziune interioară.

Prin încercările potențiometrice, potențiostatice și galvanostatice, precum și prin măsurări a potențialului de repaus s-a putut arăta că prin utilizarea inhibitorilor solubili în ulei este posibilă o inhibiție a dizolvării fierului, a soluțiilor apoase neutre, care conțin clorură. Intensitatea de inhibare depinde de felul și concentrația inhibitorului adăugat ; o importanță deosebită prezintă și calitatea uleiului utilizat și al părților din compoziția sa, inhibate natural.

Se prezintă unele cazuri la care a fost posibil să se polarizeze fierul și oțelul pînă la dezvoltarea oxigenului și să se identifice vîrfurile de curent anodice care apar în domeniul pasiv și se consideră o coroziune incipientă.

Articolul oferă constructorului din domeniu, un bogat material experimental privind efectul coroziunii asupra pereților metalici și unele recomandări ce se impun.

Fl. T.

CZ 621.313 *Mașini electrice*

CZ 621.313.32.013.82

Mukhopadhyay, B. K și Malik O. P. **Controlul optimal al excitației mașinii sincrone prin tehnici de quasiliniarizare.** (Optimal control of synchronous-machine excitation by quasiliniarisation techniques) In : Proceedings IEE, vol. 119, nr. 1, ian. 1972, p. 91—98, 9 fig., 15 ref. bibl.

În articol este descrisă aplicarea tehnicilor de quasiliniarizare pentru rezolvarea problemelor neliniare de control — optimal din sistemele de putere. Eficacitatea acestei metode este demonstrată în comanda excitației pentru optimizarea funcționării unei mașini sincrone, simulată ca un sistem simplu de ordinul 3, fără înfășurări de amortizare rotorice.

Problema ce se pune este determinarea variațiilor dorite ale variabilei comandate (tensiunea de excitație) în timpul perturbațiilor tranzitorii astfel încît un anumit indice de performanță să fie minim. În cazul de față acest indice a fost definit ca suma ponderată a integralelor variațiilor pătratice instantanee față de valoarea finală a unghiului intern, accelerației, fluxului legat de înfășurarea de excitație și tensiunii de comandă, factorii de pondere depinzînd de importanța pe care aceste variabile o reprezintă pentru sistem. Corespunzător principiului maximului cu ajutorul acestui indice de performanță este scris Hamiltonianul, controlul optimal obținîndu-se prin maximizarea lui în raport cu excitația, sau cu alte cuvinte condiția de gradient nul. Față de metodele clasice de gradient autorii vin cu o tehnică de quasiliniarizare care oferă aceeași precizie dar o convergență mult mai bună soluțiilor și deci timp de calcul considerabil redus.

Este prezentat un studiu comparativ pe calculator a performanțelor mașinii sincrone cu excitație constantă și optimizată la diverse șocuri de cuplu, cu și fără plafon de excitație, accentuîndu-se asupra efectelor favorabile ale controlului, control care în final contribuie la îmbunătățirea stabilității mașinii și sistemului. În concluzii autorii rezumînd avantajele metodei remarcă totuși numărul mare de informații care trebuie reținut de memoria calculatorului în cursul procesului de optimizare și corespunzător necesitatea unei îmbunătățiri de tehnică pentru sisteme mai complicate.

R.M.

CZ 621.314.2 *Transformatoare*

CZ 621.314.2.027.81.88.001.2

Eisner, R. **Prevederi și probleme în construcția transformatoarelor pentru tensiuni foarte înalte.** (Vorstellungen und Probleme beim Bau von Höchstspannungstransformatoren). In : ETZ-A, nr. 12, decembrie 1971, p. 683—688, 2 graf., 1 tab., 1 schemă, 1 fot., 4 fig.

În introducere se dă o vedere generală asupra dezvoltării viitoare a transportului de energie, arătîndu-se că CIGRE consideră ca tensiuni viitoare 1100, 1300 și 1500 kV. Arti-

colul tratează în consecinţă doar tensiunile peste 765 kV, urmărindu-se ca, odată cu creşterea tensiunii, transformatoarele să-şi reducă şi greutatea pe kVA, astfel ca să poată fi transportate. O tabelă ne indică, pentru diferitele tensiuni nominale ale reţelei, tensiunile de ţinere şi tensiunile reziduale de impuls. Într-un grafic sînt date apoi în baza propunerilor CIGRE — tensiunile de impuls şi de încercare pentru diferitele tensiuni nominale pînă la 1500 kV. Valorile din grafic sînt apoi justificate în primul rînd prin scopul urmărit, reducerea greutăţii pe kVA. În privinţa materialelor de construcţie se atrage atenţia că, spre deosebire de alte elemente ale electrotehnicii, la transformatoare n-au intervenit în afară de tolele cu granulaţie dirijată — progrese importante. Utilizîndu-se ca izolanţi doar hîrtia şi uleiul, se arată că la autotransformatoare condiţiile de încercare sînt mai puţin severe şi se prezintă ca exemplu încercarea unui autotransformator (arătat în secţiune) al liniei de 735 kV „Quebec Hydro-Electric Commission" (Canada). Sînt discutate apoi efectele tensiunilor de şoc datorite trăsnetelor, arătîndu-se periclitatea izolaţiilor interioare (între spire) a înaltei tensiuni, repercusiunile asupra bobinajului de tensiune inferioară precum şi mijloacele de protecţie. Ultimul capitol tratează construcţii executate, tendinţe de dezvoltare şi limite în special din punct de vedere al transportului. Ca exemplu este descris în primul rînd transformatorul de mai sus pentru Canada (735 kV), care din motive de transport a fost executat din 3 unităţi monofazice a 200 MVA. Este arătat apoi în secţiune bobinajul unui autotransformator de 1100 kVA, 1200/525 kV cu o dimensiune a cuvei de 15,2 × 4,75 m la bază şi o înălţime totală (inclusiv izolatoarele de 16,1 m. Astfel de transformatoare vor putea fi transportate de preferinţă pe apă, mai ales că cele destinate centralelor vor fi amplasate de cele mai multe ori lîngă ape (necesare răcirii turboagregatelor). Un ultim grafic — redă puterile maxime executabile ale autotransformatoarelor (50 Hz, raport de transformare 1 :2) în funcţie de tensiunile de regim.

Gh.C.

CZ 621.315. *Transmisia energiei electrice. Linii aeriene. Materiale izolante*

CZ 621.315.1

M i e s , H. **Lucrări la linii aeriene sub tensiune** (Arbeiten an unter Spannung stehenden Freileitungen). In : Elektrizitätswirtschaft 71, nr. 14, 1972, p. 100—105, 12 fig.

Primele lucrări la linii aeriene sub tensiune au fost efectuate în 1913 în SUA. Prin 1918 mai multe întreprinderi de alimentare cu energie electrică au adoptat procedeul pentru că acolo forma reţelelor de linii aeriene — reţele radiale alimentînd regiuni întinse, nu linii inelare — este avantajată de posibilitatea de a efectua reparaţii sau lucrări de întreţinere pe linii rămase în funcţiune, fără întreruperea curentului.

La început, metodele de lucru în aceste condiţii au fost folosirea de prăjini şi instrumente cu izolaţie de tensiune înaltă pentru priză, scurt-circuitare şi punere la pămînt. După 1960, montorii sînt ridicaţi pînă la conductoare cu o benă la capătul unui braţ în consolă. La tensiuni peste 220 kV personalul de montaj este închis într-o colivie Faraday pentru a contracara efectele electrostatice. Ulterior au fost dezvoltate şi alte instrumente : prăjini din lemn, scule întărite cu fibră de sticlă, „cap de lucru" (la prăjini) purtînd scule pentru aplicat forţe de tracţiune, presiune, încovoiere şi tăiere.

Necesitatea economică a acestor lucrări se justifică prin împiedicarea pierderilor de venituri din cauza întreruperilor pe reţeaua de distribuţie, prin evitarea pierderilor de timp cu raportarea, corespondenţa, aprobările, la coloana de montaj, economii în costul instalaţiilor. Economicitatea lucrărilor sub tensiune la liniile aeriene de înaltă frecvenţă şi mare putere influenţează şi proiectarea lor.

Se confirmă că lucrările sub tensiune nu sînt mai periculoase decît lucrările pe linii aeriene de distribuţie şi transport deconexate. Aceasta se bazează pe mai multe fapte : personalul de montaj este mai conştient de pericolele ce înfruntă, are o pregătire specială, foloseşte utilaje de siguranţă fabricate corespunzător şi manipulate cu îngrijire.

D.D.

CZ 621.315.618.9.015.5. SF

H e i s e , W. **Probleme de izolaţie în instalaţii izolate cu hexafluorură de sulf SF** (Isolationsprobleme in mit Schwefelhexafluarid isolierten Anlagen). In : ETZ-A, nr. 12, decembrie 1971, p. 702—707, 4 fig., 2 graf. 2 tab.

Sînt arătate în primul rînd diferenţele fundamentale dintre instalaţiile deschise şi cele capsulate, indicîndu-se şi mijloacele utilizate pentru reducerea dimensiunilor la aparatajele cu tensiuni înalte. Patru din aceste mijloace reduc într-o măsură limitată dimensiunile aparatajelor deschise. La micşorarea aparatajelor capsulate contribuie dielectricii cu rezistenţă mai mare decît aerul, mărirea densităţii acestor dielectrici gazoşi şi utilizarea dispozitivelor limitatoare de supratensiuni. O măsură importantă este punerea la pămînt a carcasei metalice de protecţii, care la rîndul ei protejează atît contra atingerii cît şi contra impurităţilor, care s-ar depune eventual pe elementele instalaţiei. Ca dielectric s-a dovedit a fi superior SF_6, cu o rezistenţă de străpungere de 2,5 ori mai mare decît cea a aerului. Pentru izolarea unor astfel de instalaţii sînt necesari, în afară de SF_6 şi izolanţi solizi pentru fixarea elementelor conducătoare la carcasa metalică pusă la pămînt. Dintre aceştia s-a dovedit a fi superioară răşina epoxidică amestecată cu făină de cuarţ sau cu oxid de aluminiu. În privinţa acestor izolanţi solizi, pe lîngă forma clasică (cilindrică) sînt utilizate într-o măsură crescîndă formele conice sau discurile. Într-o figură este arătat aspectul liniilor echipotenţiale între conducător şi carcasă la un izolator de susţinere de formă conică.

Este arătată apoi influenţa unor elemente (prea mare umiditate a gazului SF_6, impurităţi la montaj etc.) asupra gradului de izolaţie a suporţilor descrişi precum şi variaţia rezistenţei de suprafaţă a diferiţilor izolanţi datorită produşilor de cracare. Se explică cum puterea de izolaţie a izolatoarelor pare o scădere din cauza unui efect de electroliză, descriindu-se în această privinţă şi experienţe corespunzătoare, în baza cărora se recomandă o renunţare cît mai mare la ungerea pieselor supuse cîmpului electric, o atenţie deosebită spre a nu se introduce impurităţi (în special prafuri metalice) în carcasele acestor aparate, montajul în încăperi uscate şi sub control permanent etc. În încheiere se descrie încercarea sub tensiunile provocate de trăsnete sau şocuri, apoi în cazurile de durată a solicitării izolaţiei (presiune scăzută a gazului, umiditate ridicată etc.) în condiţii normale de exploatare. În privinţa încercării la locul de montaj (deci după ce diferitele elemente ale instalaţiei fuseseră desfăcute unul de altul pentru transport) ar fi necesare puteri de încercare, care nu ar mai putea fi transmise prin transformatoare de tensiune. Deoarece încercarea cu curent continuu (unde nu mai intervine curentul capacitiv de încărcare) nu ar da rezultate corespunzătoare realităţii se recurge la încercarea cu tensiunea de încercare egală cu tensiunea de exploatare însă cu presiune redusă a gazului izolant conform unei tabele date.

Gh.C.

CZ 621.318 *Aplicaţii industriale ale magnetismului*

CZ 621.318.387.017.31 : :621.335

A p p u n, P şi W e h, H. **Curenţi turbionari în partea fixă a magneţilor de tracţiune (ridicare) necesari suspensiei vehiculelor** (Wirbelströme im festatehenden Teil von Zugmagneten zur magnetischen Aufhängung von Fahrzeugen). In : ETZ — A, nr. 11, noiembrie 1971, p. 623—627, 7 fig., 5 graf., 1 tab.

În lucrare sînt calculaţi curenţii turbionari din partea fixă a magneţilor de ridicare, care urmează să efectueze suspensia vehiculelor. Se ştie că pentru viteza de peste 100 km/h se ia în consideraţie în ultimul timp înlocuirea roţii pe şină cu suspensia vehiculelor pe perne de aer sau pe cîmpuri magnetice. La mişcarea magneţilor purtători de-a lungul unei şine fixe — cu o conductibilitate ridicată, atît magnetică cît şi electrică — se produc în şină curenţi turbionari şi deci pierderi inclusiv deformaţii şi slăbiri ale cîmpului magnetic, care trebuie acoperite de forţa de tracţiune a vehiculului. Calculul curenţilor turbionari pentru o şină masivă ne arată că aceste pierderi precum şi reacţiile asupra cîmpului

magnetic pot fi destul de mari chiar la viteze mijlocii. Deoarece dispoziţia reală a unui sistem cu magnet purtător ar întîmpina mari dificultăţi matematice, s-a recurs la un model simplificat pentru calculul curenţilor turbionari. Apoi se fac în acest calcul diferite aproximaţii :

— permeabilitatea fierului este considerată infinit de mare ;

— se consideră că variaţia inducţiei mărginaşe se produce exponenţial ;

— capul polului magnetic se consideră rotunjit la margine prin trepte.

În două grafice, pentru 2 viteze diferite (10 m/s şi 100 m/s) este arătată apoi influenţarea inducţiei magnetice prin curenţii turbionari. Alte 3 grafice ne redau scăderea puterii relative de ridicare, creşterea fluxului relativ şi pierderile relative în funcţie de creşterea vitezei.

Pentru reducerea curenţilor turbionari se recurge la toluarea (executarea din tole) şinelor şi se calculează cu ecuaţii simplificate curenţii turbionari şi influenţa lor asupra cîmpului magnetic. Calculul se execută în două variante şi anume pentru toluarea longitudinală, unde fiecare linie de cîmp magnetic se găseşte exclusiv în interiorul unei tole şi pentru toluarea transversală a şinei. Ambele toluări sînt perpendiculare pe direcţia de lungime a şinei, nepermiţînd liniilor de cîmp să traverseze tolele. Rezultatele pentru toluarea longitudinală redate într-o tabelă arată că prin toluare influenţa pierderilor se reduce considerabil, ele reprezentînd doar un procentaj redus faţă de rezistenţa aerului datorită vitezei. La toluarea transversală rezultatele sînt aceleaşi.

Gh.C

CZ 621.319 *Aplicaţii industriale ale electrostaticii*

CZ 621.319.621.762.

Renner, O. **Lăcuirea electrostatică şi acoperirea electrostatică cu pulbere.** (Elektrostatisches Lackieren und Pulverbeschichten). In : Techn. Mit. AEG-Telefunkens 61 1971, nr. 5, p. 277—279.

După cel de-al doilea război mondial, electrostatica a cunoscut diverse aplicaţii în realizarea unor noi tehnologii, care au însemnat schimbări structurale în domeniile respective. Filtrele electrostatice, lăcuirile bazate pe electrostatică, uscarea şi iradierea unor protecţii, au însemnat tehnici devenite astăzi deja uzuale. Articolul prezintă o metodă şi tehnică elaborată de firma AEG în vederea acoperirii corpurilor din metal, lemn sau masă plastică.

Domeniul de aplicare este vast, furnizîndu-se instalaţii de vopsire pentru : frigidere, corpuri de iluminat, maşini de spălat şi alte aparate casnice, piese pentru autoturisme, camioane, recipienţi. Se prezintă metoda şi aparatura elaborată, avantajele tehnico-economice pe care le prezintă, în comparaţie cu sistemele clasice utilizate. Se menţionează că, în afară de economiile de material de vopsire, se obţin peliculele mai rezistente la frecare şi zgîrieri, mai durabile termic şi chimic şi cu o bună izolaţie electrică.

Fl.T.

CZ 621.38 *Tiristoare*

CZ 621.38

Gőrisch, W. şi Moritz, T. **Circuite integrate pentru comanda tiristoarelor şi triacurilor.** (Integrieste Ansteuerschaltungen für Thyristoren und Triacs). In : Elektrie 25, nr. 10, 1971, p. 406—408

În electronica de putere industrială este folosită pe scară largă comanda tiristoarelor prin impuls. Un dispozitiv de comandă cuprinde, după natura aplicaţiei avute în vedere, un număr de blocuri funcţionale cum sînt etajele : de sincronizare, de liniarizare, generatorul de impuls, amplificatorul şi transformatorul de impuls. Chiar pentru aplicaţii simple este necesar un număr ridicat de elemente electronice. Pentru reducerea dimensiunilor şi creşterea siguranţei în funcţionare se pot folosi circuite integrate atît hibride cît şi monolitice. În prezent puterea disipată în circuit constituie încă o limitare a posibilităţilor circuitelor integrate monolitice care nu sînt folosite decît pe scară redusă în electronica de putere. S-au construit totuşi pentru amorsarea tiristoarelor în anumite aplicaţii circuite integrate şi se prezintă două astfel de circuite, pentru comanda tiristoarelor şi triacurilor cu şi fără control de fază. Sensibilitatea şi precizia circuitelor prezentate le face deosebit de indicate pentru aplicaţii în electronica de putere industrială. Pentru folosirea economică a circuitelor de comandă integrate monolitice este necesară conceperea unor circuite noi. Prelucrarea soluţiilor folosite în tehnica circuitelor cu elemente discrete nu ar duce decît la o rezolvare parţială a problemei.

O.L.

C.Z. 621.38 *Materiale semiconductoare*

CZ 621.382.2

Mummest, N. **Circuite de comandă ale tiristoarelor.** (Schaltungen zur Ansteuerung von Thyristoren). În : Elektrie 25, nr. 10, 1971, p. 399—406

Se prezintă sub o formă deosebit de clară şi accesibilă problemele de bază legate de circuitele de comandă ale tiristoarelor, în special ale celor analogice. După o clasificare a tipurilor de comenzi se prezintă circuitele simple cu şi fără control de fază folosite în aplicaţii puţin pretenţioase. Se trece apoi la circuitele cu elemente de basculare (tranzistor unijoncţiune, becuri cu neon, diode cu patru straturi, diacuri) folosite la comanda punţilor semicontrolate, controlate a contactoarelor statice de curent alternativ cu tiristoare sau simistoare.

Se analizează pe larg circuitele de comandă pentru aplicaţii industriale care impun condiţii stricte de reglaj, dîndu-se exemple de realizări practice. Circuitele de comandă analogice prezintă unele neajunsuri cum ar fi : dispersie relativ mare a unghiului datorită toleranţelor elementelor de circuit, variaţii ale acestui unghi cu temperatura precum şi dificultăţi de a fabrica în serie circuite cu performanţe similare. Dezvoltarea circuitelor integrate oferă noi posibilităţi, ce pot fi valorificate în dispozitivele de comandă digitale ce primesc informaţia privitoare la mărimea unghiului de amorsare fie printr-un şir de impulsuri, fie printr-un semnal în cod binar. Aceasta permite o adaptare uşoară la circuitele de reglaj digitale. Fabricarea dispozitivelor de comandă precise este costisitoare datorită necesităţii ajustării finale ce nu poate fi evitată. La dispozitivele digitale încercarea lor poate fi automatizată. Necesarul de componente active pentru circuitele de comandă digitală este ridicat şi, pentru folosirea lor pe scară largă, este necesar să poată fi realizate circuite digitale numărătoare ieftine.

O. L.

CZ 621.382.283 :621.3.07165

Zoellner, N. **Tiristoare pentru elemente rapide de control** (Thyristoren für schnelle Stellglieder) În : Electrie 25, nr. 12 971, p. 452—454.

Pentru a putea folosi complet avantajele maşinilor de prelucrat comandate numeric, ca şi în construcţia invertoarelor de medie frecvenţă pentru încălziri inductive se folosesc circuite cu tiristoare a căror frecvenţă de lucru depăşeşte 10 KHz. Pe de altă parte a apărut clar în ultimii ani că cerinţele impuse construcţiei tiristoarelor de calităţi dinamice bune vin în contradicţie cu cerinţele impuse de calităţi statice bune. După domeniul de aplicaţie avut în vedere se optimizează anumiţi parametri în detrimentul celorlalţi.

Se prezintă succint fenomenele ce au loc la amorsarea şi dezamorsarea tiristoarelor insistînd asupra instabilităţii termice distructive ce poate apărea datorită creşterii excesive a temperaturii joncţiunii la amorsarea tiristoarelor rapide, dacă $\frac{di}{dt}$ este prea mare. Se analizează apoi măsurile constructive ce pot fi luate pentru îmbunătăţirea parametrilor dinamici şi micşorarea pierderilor dinamice. De asemenea se prezintă măsurile ce pot fi folosite de utilizator, măsuri limitate de calităţile dorite ale circuitului şi de parametrii tiristorului folosit. Se prezintă comparativ parametrii dinamici ai tiristoarelor comercial disponibile.

O. L.

CONTENTS

DC 621.3.011 : 621.372

Preda, M., Breazu, I. and *Nicoară, N.*: **Equations of state of circuits composed of capacitor loops and coil paths.**

Electrotehnica **20**, No. 7, July 1972, p. 241–245

The authors set up formulae which permit to calculate the equations of state of circuits without magnetic couplings, incorporating loops made up only of capacitors and paths made up of coils. This leads to a direct method of determining the equations of state of the considered circuits, as a function of the transmittances of a simplified auxiliary circuit.

DC 621.313.333.2.042.5 : 621.3.012.6

Andrei, R.: **Graphical – analytical determination of the mechanical characteristic of an electrical linear machine with short armature.**

Electrotehnica **20**, No. 7, July 1972, p. 246–251

The paper analyses the asynchronous linear motor with short nonferromagnetic armature. Although widely used in technique: linear tracking systems, transducers, oscillation mechanisms, catapults etc, this type of motor has been relatively little studied. The author conducts – within the framework of simplifying hypotheses an accurate eltrotechnical study of these machines. Relying on the results obtained and the plotted curves the paper succinctly describes the designing of such a machine and its behaviour on load.

DC 621.314.224.3.018.7.001.25

Brașovan, I.: **Analytical method of calculating the permanent periodical secondary current of saturated-core current transformers.**

Electrotehnica **20**, No. 7, July 1972, p. 251–256

The running of a saturated-core current transformer under primary current permanent sinusoidal conditions is important in analysing the behaviour of the measurement and protection installations by means of power system relays. The author deduces analytical relations which enable him to determine accurately enough the permanent non-sinusoidal secondary current of a current transformer running wider these conditions.

DC 621.319.53 : 621.317.333.83

Gaber, E.: **Repeated impulse generator with thyristors.**

Electrotehnica **20**, No. 7, July 1972, p. 257–263

The repeated impulse is utilized in low-voltage-standard-wave – testing of certain transformers and in determining the voltage distribution in transformers or models. The author describes the designing and achievement of such a generator in which thyratrons have been replaced with thyristors.

DC 621.317 : 621.382.3

Antoniu, M.: **Tranzistorized megohmmeter with infinite limits of measurement based on an electrostatical-spring logometer.**

Electrotehnica **20**, No 7, July 1972, p. 264–268

The author studies a particular case of electrostatical-spring logometer when the radial dimensions of the two mobile electrodes are not equal but in a given ratio. In this situation a megohmmeter provided with such a logometer can operate within infinite measurement limits. Analysing the advantages and shortcomings of the type of megohmmeter and comparing it with other transistorised megohmmeters, the paper provides a calculation example and construction details.

DC 621.317.76 : 621.313.2–559.047.2

Suchar, I. and *Crețu, A.*: **Ferro-resonant position transducer for electronic commutation motors.**

Electrotehnica **20**, No. 7, July 1972, p. 269–272

The authors propose a new type of position transducer for the rotor of electronic commutation motors, based on the properties of a series ferroresonant circuit with non-linear coil controlled by a permanent magnet. The paper supplies designing indications and experimental results: the ferro-resonant position transducer of the rotor meets the requirements. This transducer can be adaptad for measuring of non-electrical variables.

NEWS FROM THE C.E.I.

DOCTOR'S THESES ● BOOK REVIEW ● REPORTS

SOMMAIRE

CD 621.3.011 : 621.372

Preda, M., Breazu, I. et *Nicoară, N.* : **Le équations d'état de circuits à boucles de condensateurs et à sections de bobines**
Electrotehnica **20**, no. 7, juillet 1972, p. 241–245

On établit des formules qui permettent le calcul simple de coefficientes des équations d'état des circuits sans couplage magnétiques et qui ont des boucles formées seulement pa des condensateurs et des sections formées seulement par de bobines. Il résulte une méthode directe pour la déterminatio des équations d'état des circuits considérés, dépendant de transmitances d'un circuit auxiliaire simplifié.

CD 621.313.333.2.042.5 : 621.3.012.6

Andrei, R. : **La détermination grapho-analytique de la caractéristique mécanique pour une machine électrique linéaire à induit court.**
Electrotehnica **20**, no. 7, juillet 1972, p. 246–251

On analyse le moteur asynchrone linéaire à induit court nonferromagnétique. Ayant des applications techniques nombreuses : systèmes d'observation linéaires, traducteurs, mécanismes oscillants, catapultes etc., ce genre de moteur est quand même assez peu étudié dans la litérature de spécialité. Dans les considérations présentées, on traite — dans le cadre de certaines hypothèses — d'une manière électrotechnique claire et rigoureuse, ce genre de machines. A la fin de l'ouvrage, basé sur les résultats obtenus et sur les courbes tracées, on expose sommairement le mode dans lequel peuvent être élaborés les projets de cette machine. En même temps, on tire des conclusions concernant le comportement du moteur en charge.

CD 621.314.224.3.018.7.001.25

Brașovan, I. : **La méthode analytique de calcul du courant secondaire permanent périodique du transformateur de courant à noyau saturé.**
Electrotehnica **20**, no. 7, juillet 1972, p. 251–256

Le fonctionnement du transformateur de courant dans le régime permanent sinusoïdal du courant primaire, le noyau ferromagnétique étant saturé, présente de l'importance lors de l'analyse du comportement des installations de mesurage et de protection par relais, des systèmes énergétiques. Dans cet ouvrage, on déduit des relations analytiques, qui permettent de déterminer, avec une précision satisfaisante, le courant secondaire permanent non-sonusoïdal de ce régime de fonctionnement du transformateur de courant.

CD 621.319.53 : 621.317.333.83

Gaber, E. : **Générateur d'impulsions répétées à thyristors.**
Electrotehnica **20**, no. 7, juillet 1972, p. 257–263

Le générateur d'impulsions répétées est utilisé lors des essais au moyen d'une onde standard de base tension, de certains transformateurs, lors de la détermination de la répartition de la tension dans les transformateurs ou bien dans les modèles. Dans cet article on présente des considérations concernant l'élaborations des projets ainsi que la réalisation d'un générateur d'impulsions de ce type, auquel on a remplacé les tyratrones par des thyristors.

CD 621.317 : 621.382.3

Antoniu, M. — **Mégohmmètre transistorisé à limite de mesurage infinies, utilisant le logomètre à ressort électrostatique.**
Electrotehnica **20**, no. 7, juillet 1972, p. 264–268

On examine on cas particulier du logomètre électrostatiques, et notamment lorsque les dimensions radiales des deux électrodes mobiles ne sont pas égales entr'elles, mais se trouvent en un certain rapport, situation dans laquelle le mégohmmètre ayant un logomètre semblable, peut fonctionner avec des limites de mesurage infinies. On analyse les avantages et les désavantages de ce type de mégohmmètre par rapport avec les autres types de mégohmmètres transistorisés et l'on donne un example de calcul et de construction.

CD 621.317.76 : 621.313.2–559.047.2

Suchar, I. et *Crețu, A.* : **Traducteur fero-résonant de position pour la commande des moteurs électriques à commutation électronique.**
Electrotehnica **20**, no. 7, juillet 1972, p. 269–272

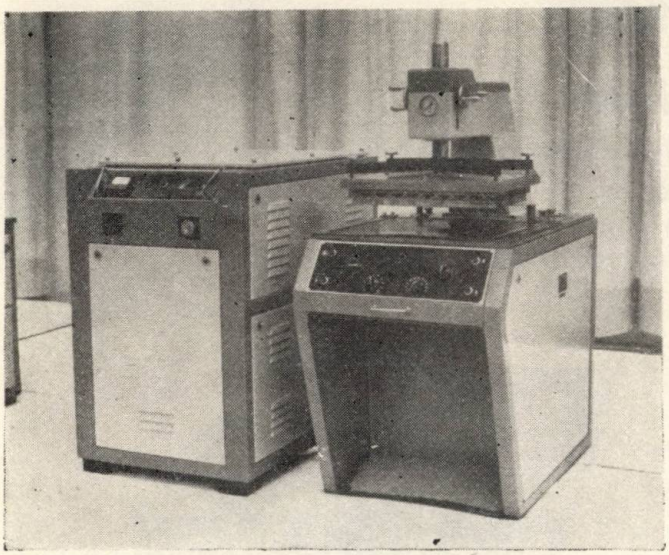
On propose un nouveau type de traducteur de position du roteur des moteurs à commutation électronique, basé sur les propriétés du circuit ferro-résonant série à bobine nonlinéaire commandée par un aimant permanent. On donne des indications pour l'élaboration des projets et l'on présente des résultats expérimentaux. Le traducteur ferro-résonant de position du roteur satisfait les conditions requises ; il peut être adapté aussi pour le mesurage de certains ensembles non-électriques.

DE L'ACTIVITÉ DE LA C.E.I.

THÈSES DE DOCTORAT ● COMPTES-RENDUS ● RÉFÉRATS

Electroimpex

Elektroimpex GmbH — Bulgaria
SOFIA, G. WASHINGTON — STR. 17
Telefon 88-49-91
Telex : 575



Exportă :

1. Tuburi de înaltă frecvență și generatoare cu tiristoare pentru încălzire prin inducție — complete, cu dispozitive tehnologice pentru :
   - topire de metale și aliaje,
   - călire de suprafețe metalice și călire periferică,
   - încovoiere de țevi cu diametrul pînă la 300 mm.
2. Instalație completă de sudat materiale plastice. Generator cu tuburi cu prese electromagnetice și hidraulice cu o putere de 0,1 la 6 kW.
3. Generatoare de ultrasunete cu dispozitiv de curățire înaintea aplicării stratului metalic, de vopsea etc.

PUBLICOM

Abonaţi-vă

la revistele:

CONSTRUCŢIA DE MAŞINI

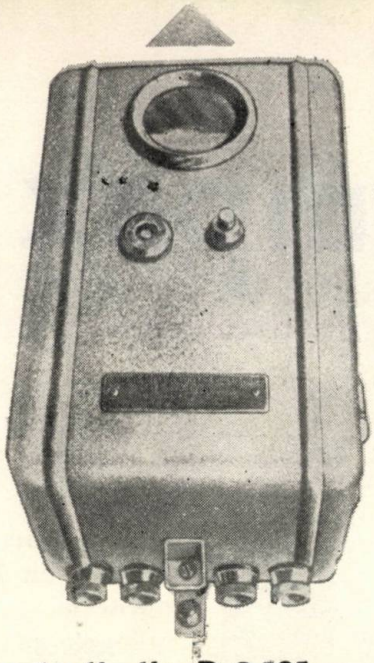
AUTOMATICA şi ELECTRONICA

ELECTROTEHNICA

Institutul de cercetări electronice — ICE

București, — Calea Floreasca, nr. 169,

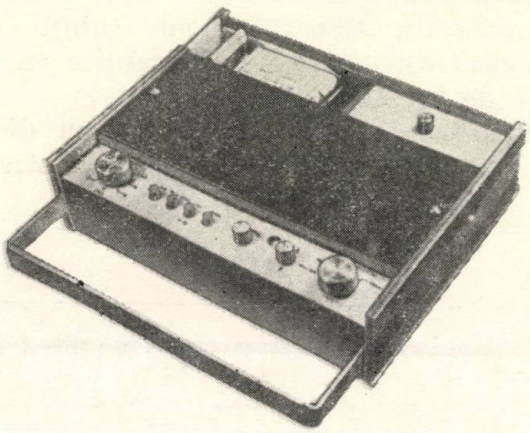
sector 1, telefon 33.12.59. —

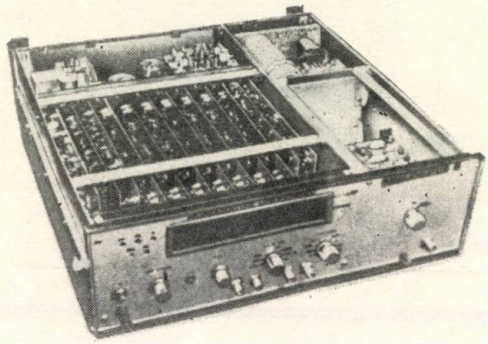


elaborează aparate electronice de măsurăr echipamente de electronică industrială și radic comunicații, aparate pentru medicină biologie etc.

Releu de protecție tip D 9 101

- 2 variante constructive: execuție normală și execuție antigrizutoasă
- Protecție pentru rețele electrice (cu neutrul izolat) împotriva defectelor monofazate și trifazate





Electrocardiograf tip M 5 103

- Înregistrarea traseelor: I, II, III, aVR, aVL, aVF, și V
- Viteze de înregistrare: 25 și 50 mm/s
- Alimentare: acumulatoare Cd. Ni 7,2 V

Numărător universal tip Eo 202

- Afișare cu 7 cifre
- Domeniu de măsurare frecvența: 10 Hz...10 M Hz perioada: 0...1 M Hz
- Oscilator cu cuarț: f=1 MHz, stabilit. $\pm 2.10^{-7}/24$ ore

Aceste aparate se execută la Fabrica de aparate electronice de măsură și industriale - FEMI - București, sectorul 2, Șoseaua Fabrica de Glucoză nr. 9-11, telefon 33.78.14

UZINA MECANICĂ DE UTILAJ CHIMIC

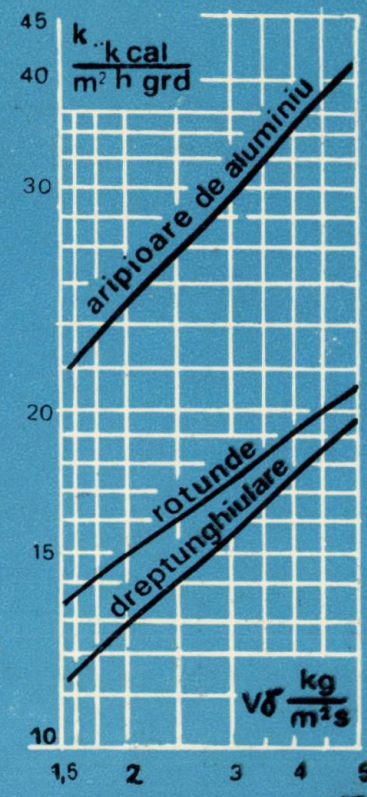
UMUC
BUCUREȘTI

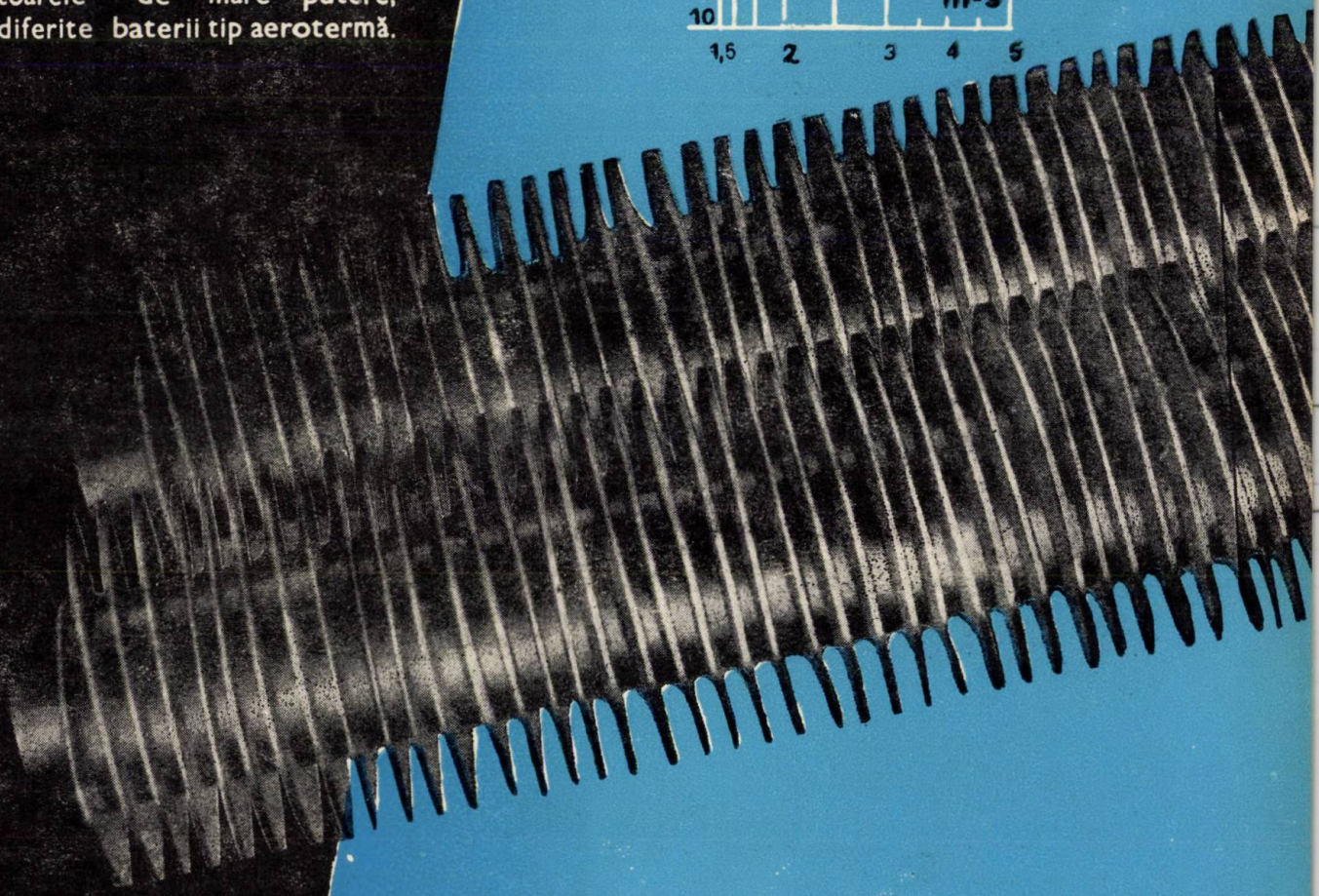
● execută țevi cu aripioare laminate din aluminiu, pe suport de țeavă oțel carbon, oțel inoxidabil, folosite pentru schimbătoare de căldură, avînd ca mediu exterior aerul.

Dimensiunile de țeavă: 1/2" 3/4" și 1" cu lungimi pînă la 6 m.

● are asimilate pînă în prezent bateriile de răcire a uleiului de la autotransformatoarele de mare putere, precum și diferite baterii tip aerotermă.

Coeficienții medii de transmisie a căldurii pentru bateriile cu aripioare din aluminiu, comparativ cu bateriile cu aripioare din oțel de formă rotundă și dreptunghiulară.

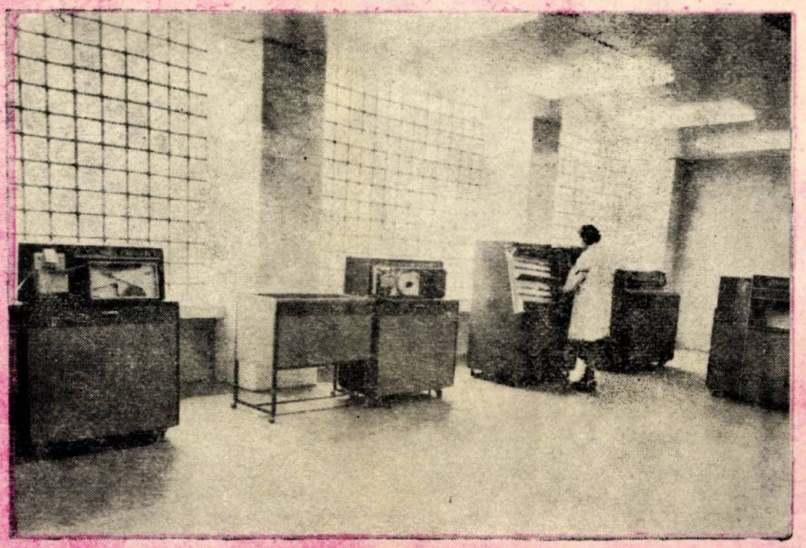




București Prelungirea Bulevardului Metalurgiei, Sectorul 5, Telefon 41.22.24, Oficiul Poștal 61, Căsuța poștală 5131

INSTITUTUL DE CERCETARE SI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICA

INSTITUT DECORAT CU ORDINUL MUNCII CLASA I-a



Intenționați desigur să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive !

Cu siguranță că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați în producție, pe care ați dori poate să le înlocuiți cu altele mai bune sau mai ieftine !

Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor dvs., doriți standuri și metode de încercări care să vă dea, în orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele !

Exportați produse. Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite ?

La toate aceste întrebări ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare și Proiectare pentru Industria Electrotehnică (ICPE) care în această perioadă își întocmește planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

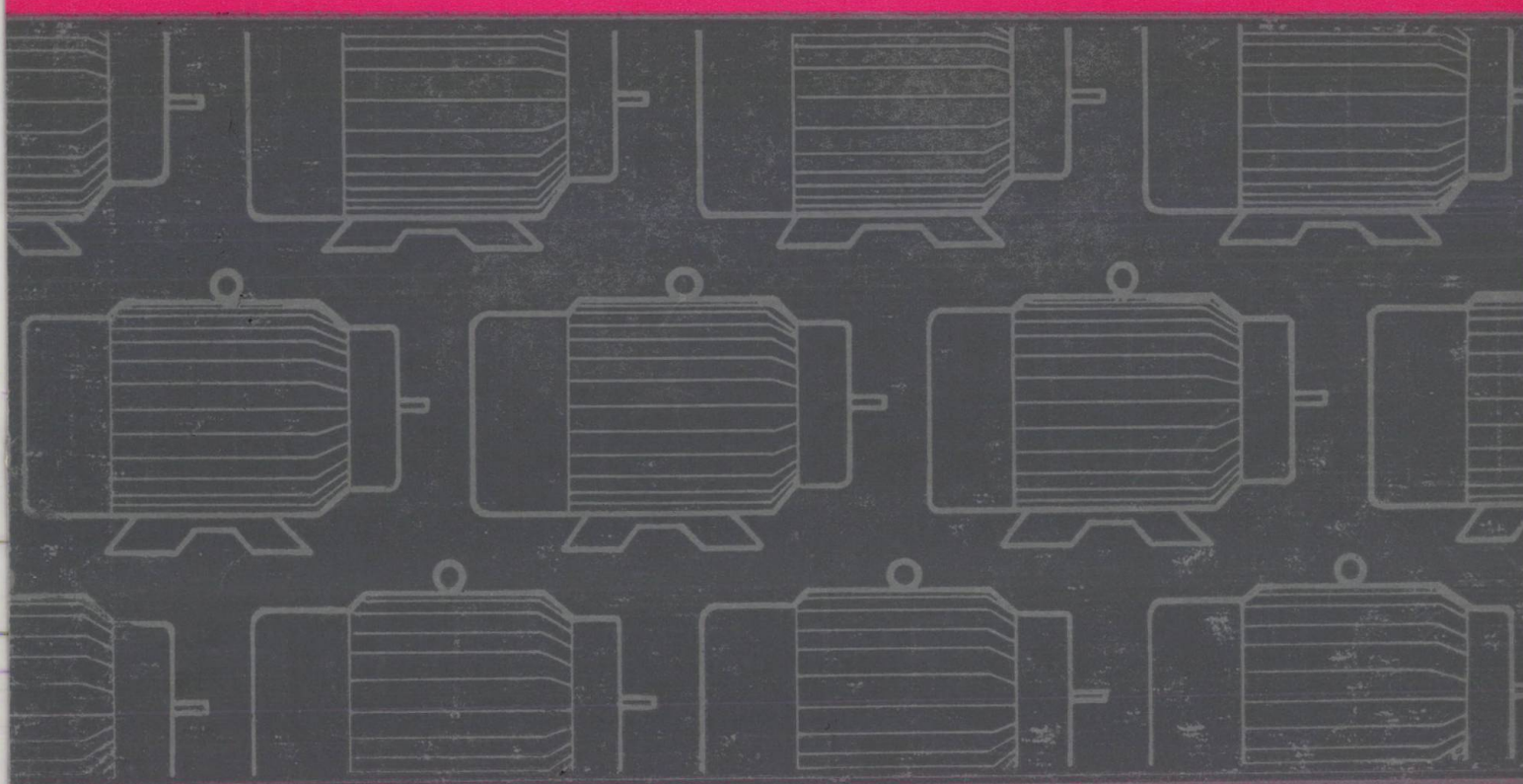
Institutul dispune de aparatură și standuri de încercări moderne, specialiști de înaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 20 ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteți să l-o acordați.

BUCUREȘTI - BD. T. VLADIMIRESCU Nr. 45-47 - TELEFON: 31.41.00

1972 SEP 11

E.2040

ELECTROTEHNICA



ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 20 • Nr. 8 • AUGUST 1972

8

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEASA

STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32 • SECTORUL 2

TELEFON 33.38.30 • TELEX. 011203

produce:

REZISTOARE
— cu peliculă de carbon
— bobinate

TERMISTOARE CERAMICE
— disc
— în capsulă

CONDENSATOARE
— polistiren (tip styroflex)
— poliester metalizat
— hîrtie metalizată
— hîrtie echipament auto
— hîrtie antiparazitare
— hîrtie pentru telefonie

CONDENSATOARE ELECTROLITICE
— normale
— miniatură
— nepolarizate

CONDENSATOARE CERAMICE
— disc
— tubulare
— plachetă
— ajustabile

CABLAJE ÎMPRIMATE

TRANZISTOARE

— de joasă frecvenţă
— de înaltă frecvenţă şi comutaţie
— de putere

DIODE

— de semnal şi comutaţie
— redresoare
— redresoare pentru curenţi mari
— stabilizatoare de tensiune
— de putere cu siliciu

CIRCUITE INTEGRATE

I.P.R.S.

BĂNEASA

ELECTROTEHNICA

Anul 20 Nr. 8, pag. 281—320 august 1972

CUPRINS

CZ 621.3.014.31 : 681.332 : 621.316.57

Sasu Mimi : **Utilizarea calculatorului analogic la analiza comportării dinamice a unui arc electric.**
Electrotehnica 20, nr. 8, august 1972, p. 281—288

Descrierea matematică a unui arc electric într-un circuit simplu de curent alternativ conduce la ecuaţii diferenţiale neliniare care nu pot fi rezolvate cu mijloace analitice. În acest scop s-a utilizat un calculator analogic, cu ajutorul căruia s-au obţinut variaţiile în timp ale tensiunii, rezistenţei şi curentului de arc. Din aceste soluţii s-au determinat cîteva mărimi caracteristice ale arcului electric de întrerupere, în funcţie de doi parametri adimensionali, dependenţi de anumite elemente ale circuitului şi ale arcului.

CZ 621.316.5.066.6 : 621.312

Şontea, S. şi Firescu, L. : **Factorii tehnologici care influenţează calitatea contactelor electrice de tip electrowocunit.**
Electrotehnica 20, nr. 8, august 1972, p. 289—292

Realizarea contactelor electrice de tip „Electrowocunit" prin microproducţie a ridicat o serie de probleme de calitate, datorită complexităţii procesului tehnologic practicat. Lucrarea prezintă factorii tehnologici cu influenţă directă asupra calităţii contactelor şi indică modul de înlăturare a acestora.

CZ 621.316.543.1 : 621.382

Turic, L., Popescu, I. şi *Murariu, N.* : **Comutator electronic sincron cu tiristoare pentru studiul circuitelor neliniare.**
Electrotehnica 20, nr. 8, august 1972, p. 292—297

În studiul experimental al circuitelor neliniare funcţionînd în regim nestaţionar, apar ca deosebit de necesare aparatele prin intermediul cărora se pot fixa şi modifica cu precizie condiţiile iniţiale care determină evoluţia ulterioară a proceselor. În lucrare se prezintă realizarea pe baza unei scheme originale, a unui nou tip de aparat pentru reglarea fazei iniţiale a semnalelor sinusoidale aplicate unui circuit, prin intermediul a două tiristoare în montaj antiparalel deci cu caracteristică triac. Rezultatele obţinute sînt mult mai precise decît rezultatele furnizate de comutatorul electronic întîlnit în literatură.

CZ 621.316.57.064.42

Truşcă, V. : **Influenţa acoperirii metalice a plăcuţelor camerelor de stingere asupra procesului de deconectare.**
Electrotehnca 20, nr. 8, august 1972, p. 298—305

Se prezintă unele concluzii privind influenţa acoperirilor metalice ale plăcuţelor camerelor de stingere în procesul de deconectare în aparatele de comutaţie de joasă tensiune. Criteriu de apreciere s-a considerat energia minimă dezvoltată în arcul electric.

CZ 621.317.39 : 536.531

Iacobovici, S. : **Termometru cu termistor cu scală liniară.**
Electrotehnica 20, nr. 8, august 1972, p. 305—303

Se prezintă elemente de proiectare a unui termometru cu termistor cu scală liniarizată. Termometrul foloseşte traductorul (termistorul) montat într-o punte rezistivă şi se deduc relaţiile de calcul optim al elementelor acesteia.

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

CZ 621.318.4.013 : 538.122

Arabadji, P. : **Distribuţia spaţială a cîmpului magnetic produs de un solenoid cilindric.**
Electrotehnica 20, nr. 8, august 1972, p. 303—313

Conţinutul lucrării constă în calculul repartiţiei intensităţii cîmpului magnetic creat de o bobină circulară dreaptă, după o curbă oarecare în spaţiu, cu aplicare la calculul distribuţiei cîmpului magnetic în suprafeţele de stingere a arcului electric la descărcătoarele cu suflaj magnetic de curent alternativ.

REZOLUŢIA CONFERINŢEI PE ŢARĂ A INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR ● RECENZII

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. PL. ANDRONESCU ; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România ; acad. dr. doc. șt. tehn. A. AVRAMESCU — redactor responsabil ; ing. V. BUNEA ; ing. V. CIOFU ; prof. dr. doc. șt. tehn. V. CORLĂȚEANU ; ing. ȘT. GROSU ; prof. dr. ing. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct ; conf. ing. G. LAZARIDE ; dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. M. OPASCHI ; ing. A. POPA ; prof. ing. CRISTIANA POPESCU ; ing. VL. POPOVICI ; academician prof. dr. doc. șt. tehn. ing. R. RĂDULEȚ ; ing. R. VLĂDOIANU.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, sub îndrumarea științifică a Institutului de cercetare și proiectare pentru industria electrotehnică, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon director : 14.62.67. Redacția: București, str. Măndinești nr. 3, sector IV; telefon secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon: 35.12.59. Institutiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala secorului 1, București. Tarif pentru institutii și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația" București, str. Brezoianu, nr. 23-25, **c. 1243. Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.P.D.P. nr. 137/399/1972**

41 400

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.3.014.31 : 681.332 : 621.316.57

Сасу Мими: **Применение аналоговой вычислительной машины при анализе динамического поведения электрической дугй.**
Electrotehnica 20, № 8, август 1972 год, стр. 281–288

Математическое описание электрической дуги в простой цепи переменного тока ведет к дифференциальным нелинейным управлением, которые можно решать аналитическом способом. Для этой цели была применена аналоговая вычислительная машина, при помощи которой получены изменения во времени напряжения сопротивления и тока дуги. На основе этих решений определено несколько характерных величин прерывистой дуги, в зависимости от двух безразмерных параметров, зависящих от некоторых элементов цепи и дуги.

ДК 621.316.5.066.6 : 621.312

Шонтя С. и *Фиреску Л.:* **Технологические факторы, влияющие на качество электрических контактов типа электровокунит.**
Electrotehnica 20, № 8, август 1972 год, стр. 289–292

Осуществление электрических контактов типа ,,Электровокунт'' путем микропродукции вызвала ряд проблем относящихся к качеству вследствии комплексности применямого технологического процесса. В работе излагаются технологические факторы, непосредственно влияющие на качество контактов и ;указывается способ их устранения.

ДК 621.316.543.1 : 621.382

Турик Л., Попеску И. и *Мурариу Н.:* **Электронно-синхронный переключатель для исследования нелинейных цепей.**
Electrotehnica 20, № 8, август 1972 год, стр. 292–297

В экспериментальном исследовании нелинейных цепей, работающих в неустановившемся режиме, требуются в особенности приборы, при помощи которых можно с точностью устанавливать и изменять начальные условия, определяющие последующую эволюцию процессов.

В статье описывается на основе оригинальной схемы, нового типа прибора для регулирования начальной фазы синусоидальных сигналов подаваемых в цепи посредством двух тиристоров в антипараллельной схеме, следовательно с трехигольной характеристикой. Получены более точные результаты по сравнению с результатами, получаемыми от электронных переключателей, встречаемых в литературе.

ДК 621.316.57.064.42

Трушкэ В.: **Влияние металлических покрытий плоских гасительных камер на процесс выключения**
Electrotehnica 20, № 8, август 1972 год, стр. 298–305

Даются некоторые выводы в связи с влиянием металлических покрытий пластин гастительных камер в процессе выключения в коммутационных аппаратах низкого напряжения. В чачестве критерия оценки принята минимальная энергия в электрической дуге

ДК 621.317.39 : 536.531

Якобович С. **Термисторный термометр с линейной шкалой**
Electrotehnica 20, № 8, август 1972 год, стр. 305–308

Приводятся проектировочные элементы термисторного термометра с линейной шкалой. В термометре использован датчик (термистор), установленный в резистивном мостике и выводятся оптимальные зависимости расчета его элементов.

ДЛЯ МОЛОДОГО ИНЖЕНЕРА
ДК 621.318.4.013 : 538.122

Арабаджи П.: **Пространственное распределение магнитного поля, вызванного цилиндрическим соленоидом.**
Electrotehnica 20, № 8, август 1972 год, стр. 308–313

Работа содержит расчет распределения интенсивности магнитного поля, созданного кольцевой прямой катушкой после кривой в пространстве, с применением для расчета распределения магнитного поля на поверхмости гашения электрической дуги в разрядке с магнитным гашением переменного тока.

РЕЦЕНЗИИ ДОКЛАДЫ

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.3.014.31 : 681.332 : 621.316.57

Sasu Mimi: **Einsatz des Analogrechners bei der Analyse des dynamischen Verhaltens eines Lichtbogens**
Electrotehnica 20, H. 8, August 1972, S. 281–288

Die mathematische Beschreibung eines Lichtbogens in einer einfachen Wechselstromschaltung führt zu nichtlinearen Differentialgleichungen, die mit analytischen Mitteln nicht gelöst werden können. Zu diesem Zweck wurde ein Analogrechner eingesetzt, mit dessen Hilfe die zeitlichen Schwankungen der Spannung, des Widerstands und des Lichtbogenstroms ermittelt wurden. Aus diesen Lösungen wurden einige kennzeichnende Grössen des Unterbrechnungslichtbogens im Verhältnis zu zwei adimensionalen Parametern, die von gewissen Elementen der Schaltung und des Lichtbogens abhängen, erzielt.

DK 621.316.5.066.6 : 621.312

Şontea, S. und *Firescu, L.* : **Technologische Faktoren, die die Qualität der elektrischen Kontakte Typ Electrowocunit beeinflussen**
Electrotehnica 20, H. 8 August 1972, S. 289–292

Die Herstellung elektrischer Kontakte, Typ „Electrowocunit" in Kleinproduktion, warf eine Reihe von Qualitätsproblemen, als Folge des komplexen Produktionsprozesses auf. Die Verfasser führen die technologischen Faktoren an, die unmittelbar die Qualität der Kontakte beeinflussen und beschreiben die Art und Weise, wie diese Mängel beseitig werden können.

DK 621.316.543.1 : 621.382

Turic, L., Popescu, I. und *Murariu, N.* : **Elektronischer Synchronschalter mit Tiristoren zum Studium nichtlinearer Kreise**
Electrotehnica 20, H. 8, August 1972, S. 292–297

Als besonders wichtig erwiesen sich für das Experimentalstudium der, im nichtstationären Zustand arbeitenden nichtlinearen Kreise, die Apparate, mit deren Hilfe die Ausgangsbedingungen festgelegt und verändert werden können, die den weiteren Verlauf der Vorgänge bestimmen.

Aufgrund einer originellen Schaltung wurde der neue Typ eines Apparats entwickelt, der zur Einstellung des Anfangsphasenwinkels des Sinussignale dient, welche über zwei Tiristoren in antiparalleler Schaltung einem Kreis zugeführt werden.

Die erzielten Ergebnisse sind viel genauer als jene, die von den, in der Fachliteratur angeführten elektronischen Schaltern geliefert werden.

DK 621.316.57.064.42

Truşcă. V. : **Einfluss der Metallbeplankung der Plättchen an den Löschkammer auf den Abschaltprozess**
Electrotehnica 20, H. 8, August 1972, S. 293–305

Es werden einige Schlussfolgerungen in bezug auf den Einfluss der Metallbeplankung der Plättchen an den Löschkammern beim Abschaltprozess der Umschaltgeräte für Niederspannung dargelegt. Als Bewertungskriterium wird die vom Lichtbogen entwickelte Mindestenergie angesehen.

DK 621.317.39 : 536.531

Iacobovici, S. : **Heissleiterthermometer mit linearer Skala**
Electrotehnica 20, H. 8, August 1972, S. 305–308

Es werden die Entwurfselemente für einen Thermometer mit Heissleiter und linearisierter Skala dargelegt. Für den Geber, einem Heissleiter in einer Widerstandsmessbrücke montiert, werden die optimalen Berechnungsbeziehungen seiner Elemente gegeben.

FÜR DEN JUNGEN INGENIEUR

DK 621.318.4.013 : 538.122

Arabadji, P. : **Raumverteilung des, von einem zylindrischen Selenoid erzeugten Magnetfelds**
Electrotehnica 20, H. 8, August 1972, S. 308–313

Der Verfasser berechnete die Aufteilung der Intensität eines Magnetfeldes, das von einer geraden Zylinderspule erzeugt wurde. Zu diesem Zweck wird eine gewisse Kurve in Raum gezeichnet und die Berechnung der Magnetfeldverteilung den Löschflächen des Lichtbogens bei Wechselstromentlader mit Magnetgebläse angewandt.

BUCHBESPRECHUNGEN, REFERATE

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA
ÎNDRUMAREA ȘTIINȚIFICĂ: INSTITUTUL DE CERCETARE ȘI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ
EDITOR: OFICIUL DE DOCUMENTARE ȘI PUBLICAȚII TEHNICE AL M.I.C.M.

Anul 20 nr. 8 București, august 1972

Utilizarea calculatorului analogic la analiza comportării dinamice a unui arc electric

MIMI SASU* — București

CZ 621.3.014.31 :681.332 : 621.316.57

1. Introducere

Pornind de la numeroasele cercetări efectuate asupra arcului electric de întrerupere, ar trebui să fie posibil, cel puțin în principiu, ca pentru anumite tipuri de arc electric definite cît mai exact din punct de vedere fizic, să se calculeze dependența în timp a curentului și tensiunii de arc la trecerea curentului prin zero, ținînd seama și de interacțiunea dintre arc și circuitul întrerupt. Aceasta ar implica însă un efort matematic deosebit, fără o utilitate concretă deoarece, în cazul unui sistem complex de ecuații, cu mulți parametri, aceștia nu ar putea fi determinați din măsurători — datorită dispersiei mari a rezultatelor experimentale și a preciziei limitate de măsură [1]. Din această cauză este nimerit să se descrie comportarea dinamică a arcului electric cu ajutorul unei ecuații diferențiale cît mai simple, care să conțină un număr mic de constante și care, la o precizie limitată, să corespundă observațiilor experimentale.

Două astfel de relații au fost formulate de către Cassie (1939) și Mayr (1943), pentru întreruptoare de putere, pornind de la anumite modele fizice simplificate [2], [3]. În cîteva cazuri în care, fie curentul care trece prin arc, fie tensiunea la bornele întreruptorului sînt exprimate prin anumite funcții de timp cunoscute, ecuațiile diferențiale neliniare ale lui Cassie și Mayr au putut fi rezolvate pe cale analitică, determinîndu-se soluții aproximative [3], [4]. Ipotezele adoptate sînt valabile însă numai în cazuri extreme; de fapt, în mod normal, variația în timp a tensiunii și curentului în arcul electric se stabilește prin interacțiune cu circuitul în care este conectat întreruptorul. Pentru a cuprinde această interacțiune, trebuie să se apeleze la o ecuație suplimentară care să descrie proprietățile circuitului electric. În aceste condiții, problema nu mai poate fi rezolvată cu mijloace analitice.

Folosirea în acest scop a calculatoarelor electronice (analogice sau numerice) elimină necesitatea utilizării unor metode de aproximare sau a unor metode numerice dificile, permițînd obținerea unor viteze de calcul și a unor precizii net superioare. În literatura de specialitate se pot întîlni cîteva exemple de rezolvare a ecuației lui Mayr, împreună cu ecuația circuitului de curent, cu ajutorul calculatoarelor electronice [5], [6], [7].

Nu întotdeauna arcul electric este reprezentat printr-o ecuație diferențială. Astfel, uneori întreruptorul se presupune ideal, respectiv cu rezistența între contacte nulă, cînd arcul arde și cu rezistența infinită, cînd arcul se stinge (la trecerea curentului prin zero). În plus, se consideră cunoscută caracteristica rigidității dielectrice a spațiului dintre contacte funcție de timpul ce trece de la separarea contactelor și pînă la deschiderea completă a întreruptorului [8]. Alteori, se presupune că tensiunea în arc are o anumită formă geometrică, putînd fi împărțită în subintervale și descrisă prin ecuațiile unor drepte [9].

Într-o altă lucrare [10], pentru descrierea matematică a arcului electric de întrerupere s-a utilizat atît ecuația lui Mayr, cît și ecuația lui Cassie, care au fost modelate cu ajutorul unui calculator analogic, în condițiile impunerii unui curent $i\,(t)$ prin arc. În cele ce urmează se prezintă rezultatele obținute în cazul în care se ține seamă de reacția reciprocă dintre arcul electric și circuit. Utilizînd un calculator analogic, s-au înregistrat variațiile în timp ale tensiunii, rezistenței și curentului de arc, care rezultă prin rezolvarea ecuației lui Mayr și respectiv a ecuației lui Cassie, cuplate cu ecuațiile diferențiale ale circuitului de curent alternativ. Din aceste soluții s-au determinat diferite mărimi caracteristice ale arcului (amplitudinile vîrfului de aprindere și de stingere, rezistența arcului la trecerea curentului prin zero și valoarea maximă a rezistenței de arc după trecerea prin zero) în funcție de doi parametri dependenți de anumite date ale circuitului și ale arcului.

* Ing. *Mimi Sasu* este cercetător științific principal în Institutul de cercetare și proiectare pentru industria electrotehnică (ICPE) — București

2. Ecuațiile diferențiale ale arcului dinamic

Ipotezele care au stat la baza formulării ecuațiilor diferențiale ale lui Cassie și Mayr sînt valabile numai pentru arcurile lungi ale întreruptoarelor de înaltă tensiune, la care fenomenele de la electrozi pot fi neglijate față de cele din coloana de arc cvasineutră, această parte a descărcării fiind cea care determină caracteristicile întregului arc. De aceea, ecuațiile lui Cassie și Mayr nu se pot aplica fără rezerve la întreruptoarele de joasă tensiune, la care procesele de la electrozi joacă un rol important.

Coloana arcului de înaltă presiune cu simetrie cilindrică a format obiectul multor studii teoretice. Dacă însă teoria arcurilor de curent continuu este bine stabilită și în concordanță cu experiențele, descrierea analitică a procesului de transfer al energiei în arcurile dinamice se complică sensibil datorită prezenței variabilei „timp". Complexitatea problemei este atît de mare încît o analiză teoretică nu s-a putut face decît pe baza anumitor ipoteze simplificatoare. Astfel, diferitele studii ale coloanei arcului au avut în vedere diferitele mecanisme de pierderi admise în ecuația de conservare a energiei. Deoarece nu a fost posibil să se studieze efectele simultane ale pierderilor prin convecție, conducție și radiație, s-a cercetat separat dependența proprietăților arcului de fiecare dintre aceste procese.

Diferența esențială între modelele de arc imaginate de cei doi pionieri ai abordării matematice a arcului electric de întrerupere constă în faptul că, în timp ce Cassie pornește de la ipoteza că pierderile de energie din coloana arcului au loc prin convecție, Mayr are în vedere pierderile prin conductibilitate termică în direcția radială. În ceea ce privește pierderile prin radiație, analiza detaliată a proceselor de întrerupere a arătat că în domeniul curenților mici, respectiv în vecinătatea trecerii curentului prin zero, acolo unde se hotărăște situația bilanțului energetic, ele pot fi neglijate.

Forma sub care poate fi întîlnită cel mai adesea ecuația lui Mayr este

$$\frac{u}{i}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(\frac{u}{i}\right)=\frac{1}{\vartheta}\left(\frac{ui}{P_0}-1\right) \tag{1}$$

și în mod corespunzător, ecuația lui Cassie

$$\frac{u}{i}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(\frac{u}{i}\right)=\frac{1}{\vartheta}\left[\left(\frac{u}{U_0}\right)^2-1\right] \tag{2}$$

în care u și i sînt valori instantanee ale tensiunii și curentului de arc, ϑ reprezintă constanta termică de timp a arcului, P_0 este puterea cedată de coloana arcului, prin conductibilitate termică, mediului înconjurător, iar U_0 reprezintă tensiunea de ardere staționară.

Utilizarea relațiilor de mai sus implică cunoașterea constantei de timp ϑ, precum și a constantei P_0 și respectiv, U_0. Într-o formulare mai generală, cunoașterea lui P_0 înseamnă de fapt cunoașterea caracteristicii statice care, în ipoteza lui Mayr, este considerată a fi hiperbolică. În realitate, chiar dacă s-ar măsura prin puncte, în întregul domeniu de variație a curentului, caracteristica statică a arcului electric al unui întreruptor ar fi alta decît cea presupusă în relația (1). Aceasta, deoarece într-un întreruptor de mare putere, nu numai curentul este funcție de timp, ci și diferiți parametri fizici ai arcului sînt dependenți de factorul timp. Numai pentru intervale foarte scurte de timp, ca de exemplu în vecinătatea trecerii prin zero a curentului, condițiile în care se desfășoară arcul electric pot fi considerate constante și i se poate atribui acestuia o caracteristică statică.

Pe de altă parte, ipoteza lui Cassie conform căreia tensiunea arcului în regim staționar U_0 din relația (2) nu depinde de curent, reprezintă de asemenea o idealizare. Totuși, multe arcuri de curent intens prezintă în domeniul curenților mari o variație redusă a tensiunii de ardere în funcție de curent. Rezultă deci că ecuațiile (1) și (2) redau cazuri extreme.

Dacă cele două ecuații diferențiale ale arcului se scriu în funcție de rezistența instantanee a arcului $R = u/i$, se obține ecuația lui Mayr sub forma

$$R\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(\frac{1}{R}\right)=\frac{1}{\vartheta}\left(\frac{ui}{P_0}-1\right) \tag{3}$$

și ecuația lui Cassie

$$R\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(\frac{1}{R}\right)=\frac{1}{\vartheta}\left[\left(\frac{u}{U_0}\right)^2-1\right]. \tag{4}$$

3. Interacțiunea dintre arcul de întrerupere și circuit

În circuitele reale în care sînt conectate aparatele de comutație există o influență reciprocă între arc și rețeaua electrică, cu mașinile, transformatoarele și cablurile sale denumite pe scurt „rețea". Reacția arcului asupra rețelei se manifestă prin micșorarea curentului de scurtcircuit și deformarea lui, ca urmare a existenței căderii de tensiune în arc. În ceea ce privește reacția rețelei asupra arcului, aceasta se atribuie existenței acumulatoarelor de energie din rețea (bobine și condensatoare), care influențează stabilitatea arcului electric, mai ales la deconectarea sarcinilor mici inductive. De aceea, studiul stabilității arcului electric de întrerupere implică considerarea simultană a ecuațiilor arcului și ale circuitului.

Pentru a analiza comportarea arcului în circuite de curent alternativ se utilizează diferite scheme echivalente de întrerupere. De obicei curentul este limitat printr-o inductanță, rezistența circuitului fiind într-o primă aproximație neglijabilă. Răspunsul tranzitoriu al circuitului este determinat de un număr oarecare de capacități distribuite care se poate

presupune că şuntează fie inductanţa circuitului, fie întreruptorul, fie pe amîndouă.

Dintre schemele cu constante concentrate folosite pentru reprezentarea circuitelor reale întrerupte de un întreruptor, cea mai utilizată este schema din figura 1a, în care stabi-

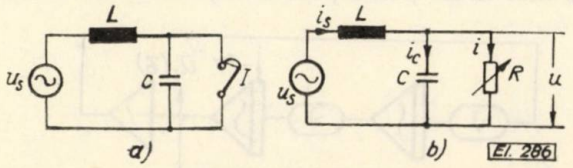


Fig. 1. Schema echivalentă de întrerupere a arcului electric de curent alternativ.

litatea arcului este influenţată de capacitatea C a reţelei, situată în paralel cu intervalul de comutare.

Dacă se aplică teoremele lui Kirchhoff circuitului din figura 1a, în varianta din figura 1b, în care întreruptorul a fost reprezentat schematic printr-o rezistenţă variabilă R, se obţin ecuaţiile :

$$L\frac{\mathrm{d}i_s}{\mathrm{d}t} + u = u_s \tag{5}$$

$$i_s = i_c + i \tag{6}$$

unde

$$i_c = C\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t};\quad i = \frac{u}{R} \tag{7}$$

şi

$$u_s = \sqrt{2}\,U\cos\omega t = \hat{U}\cos\omega t \tag{8}$$

deoarece circuitul fiind inductiv, între curent şi tensiunea sursei există un defazaj de $\pi/2$.

Rezolvarea sistemului de ecuaţii format din ecuaţiile circuitului şi ale arcului se poate face, în mod convenabil, cu ajutorul unui calculator analogic.

4. Stabilirea modelelor matematice pentru calculator

Dacă ecuaţiilor circuitului electric, stabilite mai înainte, li se adaugă ecuaţia arcului a lui Mayr scrisă sub o formă adecvată pentru calculator analogic, se obţine sistemul :

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}i_s}{\mathrm{d}t} = \dfrac{\hat{U}}{L}\cos\omega t - \dfrac{1}{L}u \\ \dfrac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t} = \dfrac{1}{C}i_s - \dfrac{1}{C}\dfrac{u}{R} \\ i_c = C\dfrac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t};\ i = \dfrac{u}{R} \\ \dfrac{\mathrm{d}R}{\mathrm{d}t} = \dfrac{1}{\vartheta}R - \dfrac{1}{\vartheta P_0}u^2. \end{cases} \tag{9}$$

În mod similar, reunind ecuaţiile circuitului cu ecuaţia arcului a lui Cassie, rescrisă în vederea programării pe un calculator analogic, rezultă :

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}i_s}{\mathrm{d}t} = \dfrac{\hat{U}}{L}\cos\omega t - \dfrac{1}{L}u \\ \dfrac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t} = \dfrac{1}{C}i_s - \dfrac{1}{C}\dfrac{u}{R} \\ i_c = C\dfrac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t};\ i = \dfrac{u}{R} \\ \dfrac{\mathrm{d}R}{\mathrm{d}t} = \dfrac{1}{\vartheta}R - \dfrac{1}{\vartheta U_0^2}Ru^2. \end{cases} \tag{10}$$

Cele două sisteme (9) şi (10), care diferă între ele numai prin ultima ecuaţie, conţin o serie de parametri şi anume :

— parametrii circuitului $\hat{U}$, ω, L, C ;

— parametrii arcului ϑ, P_0 sau ϑ, U_0.

Dacă s-ar ţine seamă de variaţiile posibile ale tuturor parametrilor, ar trebui să se calculeze un număr mare de exemple pentru a se obţine o privire de ansamblu asupra comportării dinamice a arcului electric. De aceea este preferabil ca prin anumite transformări adecvate să se efectueze o simplificare a sistemului de ecuaţii, care să permită o reducere sensibilă a numărului parametrilor impuşi. Astfel, prin introducerea unor mărimi normate, numărul parametrilor se poate reduce la doi [6], [7]. Normarea prezintă marele avantaj că pot fi tratate mai multe cazuri practice pe baza unui singur exemplu de calcul. În toate cazurile în care parametrii circuitului şi ai arcului furnizează aceleaşi valori pentru cei doi parametri normaţi, variaţiile curentului şi ale tensiunii arcului sînt similare.

Dacă se utilizează mărimile normate :

$$\tau = \frac{t}{\sqrt{LC}};\quad \bar{i}_s = \frac{i_s}{\dfrac{\hat{U}}{\sqrt{L/C}}};\quad \bar{u} = \frac{u}{\hat{U}};\quad \bar{R} = \frac{R}{\sqrt{L/C}} \tag{11}$$

şi se folosesc relaţiile :

$$\nu = \omega\sqrt{LC};\quad a = \frac{\sqrt{LC}}{\vartheta};\ b = \frac{\hat{U}^2 C}{\vartheta P_0};\ c = \frac{\sqrt{LC}}{\vartheta}\frac{\hat{U}^2}{U_0^2}, \tag{12}$$

se obţin următoarele două modele matematice care trebuie transpuse pe calculatorul analogic :

— modelul matematic în cazul utilizării ecuaţiei lui Mayr

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}\bar{i}_s}{\mathrm{d}\tau} = \cos\nu\tau - \bar{u} \\ \dfrac{\mathrm{d}\bar{u}}{\mathrm{d}\tau} = \bar{i}_s - \dfrac{\bar{u}}{\bar{R}} \\ \bar{i}_c = \dfrac{\mathrm{d}\bar{u}}{\mathrm{d}\tau};\ \bar{i} = \dfrac{\bar{u}}{\bar{R}} \\ \dfrac{\mathrm{d}\bar{R}}{\mathrm{d}\tau} = a\bar{R} - b\bar{u}^2 \end{cases} \tag{13}$$

Sistemul de ecuaţii (13), scris în mărimi normate, conţine numai doi parametri şi anume: parametrul „a" dependent de constanta termică de timp ϑ a arcului electric şi parametrul „b" care depinde de puterea P_0 disipată de coloana arcului (prin conductibilitate termică), presupusă constantă;

— modelul matematic în cazul utilizării ecuaţiei lui Cassie

$$\begin{cases} \dfrac{d\bar{i}_s}{d\tau} = \cos\nu\tau - \bar{u} \\ \dfrac{d\bar{u}}{d\tau} = \bar{i}_s - \dfrac{\bar{u}}{\bar{R}} \\ \bar{i}_c = \dfrac{d\bar{u}}{d\tau};\ \bar{i} = \dfrac{\bar{u}}{\bar{R}} \\ \dfrac{d\bar{R}}{d\tau} = a\,\bar{R} - c\,\bar{R}\,\bar{u}^2 \end{cases} \tag{14}$$

Sistemul de ecuaţii (14) scris de asemenea în mărimi adimensionale, conţine tot numai doi parametri: parametrul „a", cu aceeaşi semnificaţie ca mai înainte şi parametrul „c" dependent de tensiunea de ardere staţionară U_0.

Pentru ambele sisteme de ecuaţii s-au considerat următoarele condiţii iniţiale:

$$\bar{i}_s(0+) = 0\,;\ \bar{u}\,(0+) = 0\,;\quad \bar{R}\,(0+) = 0{,}05. \tag{15}$$

5. Schemele de modelare

În scopul studierii influenţei dintre arcul electric de întrerupere şi circuit, precum şi a influenţei parametrilor a, b şi c asupra unor mărimi caracteristice ale arcului, în condiţiile unei arderi stabile, pe baza modelelor matematice stabilite s-au conceput două scheme de modelare care să permită înregistrarea, în funcţie de timpul normat τ, a următoarelor mărimi variabile: curentul de arc $i\,(\tau)$, curentul capacitiv $\bar{i}_c\,(\tau)$, curentul total prin circuit $\bar{i}_s\,(\tau)$, tensiunea de arc $\bar{u}\,(\tau)$, rezistenţa arcului $\bar{R}\,(\tau)$ şi, pentru control, tensiunea aplicată circuitului, $\bar{u}_s\,(\tau) = \cos\nu\tau$.

Schemele de modelare au fost reprezentate în figurile 2 şi 3, rezistenţa iniţială a arcului fiind notată cu $\bar{r}_0$. Ambele scheme conţin blocuri neliniare de ridicare la pătrat şi de împărţire — pentru obţinerea curentului de arc. Schema de modelare corespunzătoare utilizării ecuaţiei lui Cassie are în plus şi un bloc de înmulţire.

Cele două scheme de modelare au fost transpuse pe un calculator analogic de tipul MEDA 81 T. Caracteristic blocurilor neliniare de înmulţire, de ridicare la pătrat sau de împărţire ale acestui calculator este faptul că precizia de calcul scade sensibil la semnele de intrare mici. Din această cauză, modelele electronice reale au fost concepute astfel încît să se asigure blocurilor neliniare acele condiţii de funcţionare în care erorile de calcul să fie cît mai mici.

Pe de altă parte, la întocmirea schemelor de modelare reale s-a urmărit extinderea plajei de variaţie a coeficienţilor b şi c (fig. 2,3) cît mai mult peste posibilităţile oferite în mod

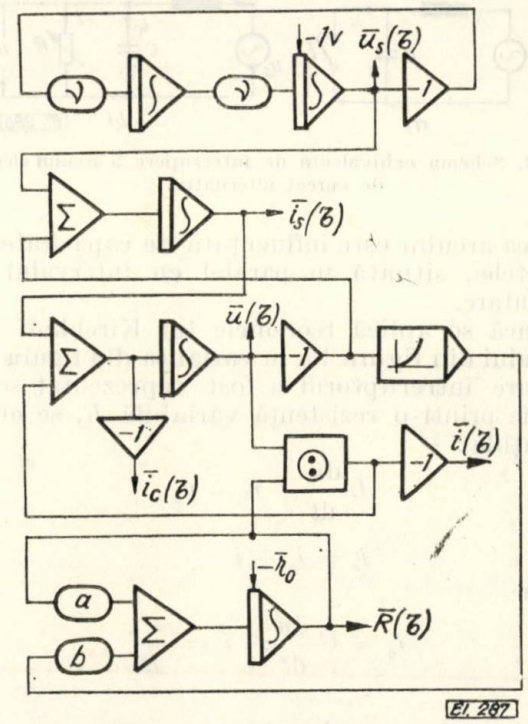


Fig. 2. Schema de modelare în cazul utilizării ecuaţiei lui Mayr.

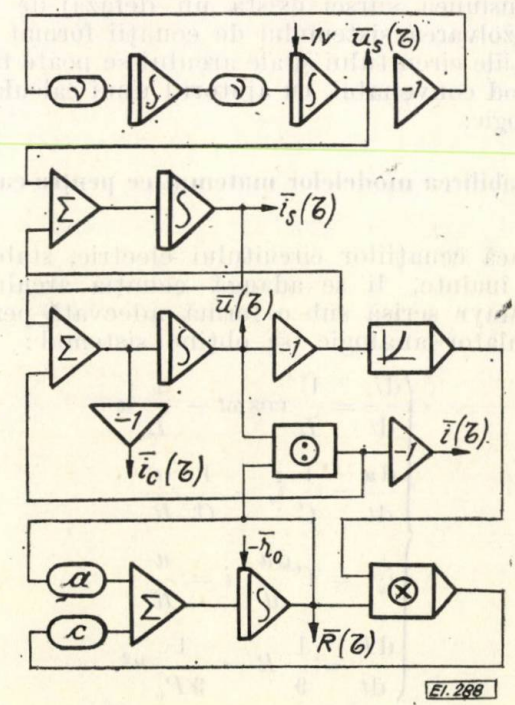


Fig. 3. Schema de modelare în cazul folosirii ecuaţiei lui Cassie.

normal de calculatorul utilizat. Acest lucru a fost necesar deoarece unul din obiectivele studiului efectuat a constat în stabilirea influenței parametrilor a, b și respectiv, a, c din modelele matematice bazate pe ecuațiile lui Mayr și Cassie, asupra condițiilor de ardere ale arcului electric de întrerupere.

6. Interpretarea rezultatelor obținute.

Cercetarea care a stat la baza acestei lucrări a avut în vedere cîteva aspecte. În primul rînd, s-a încercat să se determine condițiile în care se poate obține o ardere stabilă a unui arc electric care este alimentat de la o sursă de tensiune alternativă. Astfel, s-a stabilit experimental că rezolvarea pe calculator analogic a sistemelor de ecuații (13) și (14) formate din ecuația lui Mayr și respectiv, din ecuația lui Cassie, cuplate cu ecuațiile circuitului de curent este posibilă numai dacă parametrii a, b și corespunzător a, c satisfac inegalitățile

$$b>a; \quad c>a \tag{16}$$

În particular, schemele de modelare utilizate permit o variație a parametrilor a, b și a, c în limitele $a = 0{,}5 \div 3$; $b = 1 \div 200$; $c = 1 \div 200$.

Odată stabilită gama de valori a parametrilor a, b și a, c pentru care se obține o ardere stabilă a arcului, s-a studiat influența dintre arcul electric și circuit. În acest scop, s-au rezolvat sistemele de ecuații (13) și (14) în diferite variante și s-au înregistrat variațiile în funcție de timp ale curenților din schema echivalentă de întrerupere reprezentată în figura 1. Dintre aceste înregistrări, în lucrarea de față se prezintă, pentru exemplificare, un set de curbe care constituie soluțiile sistemului de ecuații bazat pe ecuația lui Mayr, în varianta $a = 1$; $b = 20$. Astfel, forma de variație

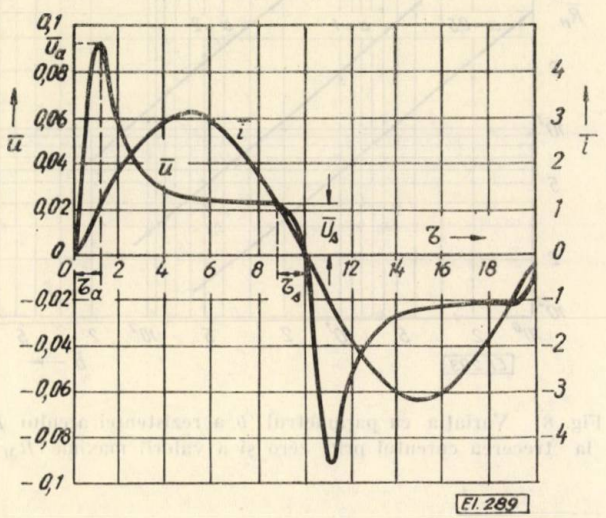


Fig. 4. Variațiile în timp ale tensiunii și curentului de arc ($a = 1$; $b = 20$).

a curentului de arc $\bar{i}$ în funcție de timp este reprezentată în figura 4 și pentru comparație, în figura 5 se prezintă alura de variație în timp a curentului $\bar{i}_c$ prin capacitatea conectată în paralel cu intervalul de întrerupere, precum și a curentului total prin circuit, $\bar{i}_s$.

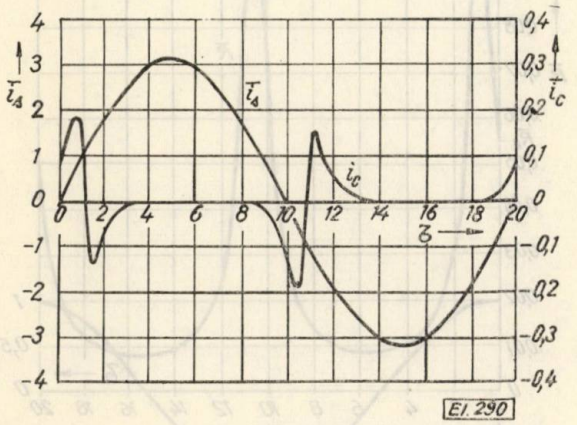


Fig. 5. Formele de variație în timp ale curenților i_c și i_s din schema echivalentă ($a = 1$; $b = 20$).

Din înregistrările redate în cele două figuri se vede că, în cazul analizat ($a = 1, b = 20$), alura curentului de arc $\bar{i}$ (fig. 4) diferă în mică măsură de cea a curentului total $\bar{i}_s$ (fig. 5). Pentru alte valori ale parametrilor a și b se obțin însă și abateri mai pronunțate ale curentului de arc de la legea de variație sinusoidală pe care ar avea-o în absența circuitului [10]. În general, analiza materialului grafic obținut pe calculator permite să se conchidă că influența dintre arcul electric și circuit se manifestă prin deformarea curentului de scurtcircuit. Această observație este în concordanță cu rezultatele obținute într-o cercetare anterioară, efectuată pe un circuit mai complicat și utilizînd un alt mod de a descrie arcul electric dinamic [9].

În al treilea rînd, s-a încercat să se studieze influența parametrilor a, b și a, c asupra unor mărimi caracteristice ale arcului electric de întrerupere, în condițiile unei arderi stabile. În acest scop, s-au dat diferite valori (în limitele prescrise) coeficienților a, b și c din schemele de modelare din figurile 2 și 3 și s-au înregistrat variațiile tensiunii și rezistenței de arc în funcție de timp. Dintre înregistrările obținute cu ajutorul calculatorului analogic în cîteva zeci de variante, s-au ales — pentru a fi prezentate în această lucrare — două caracteristici care rezultă prin rezolvarea ecuației lui Mayr, cuplată cu ecuațiile circuitului de curent, în aceeași variantă $a = 1$, $b = 20$. Variația în timp a tensiunii $\bar{u}$ a arcului electric este prezentată în figura 4, împreună cu curentul de arc, pentru a se pune în evidență trecerea lor simultană prin zero. În ceea ce

privește alura rezistenței de arc $\overline{R}$ în cazul unei arderi stabile, aceasta este redată în figura 6. Pe aceeași figură s-a reprezentat și

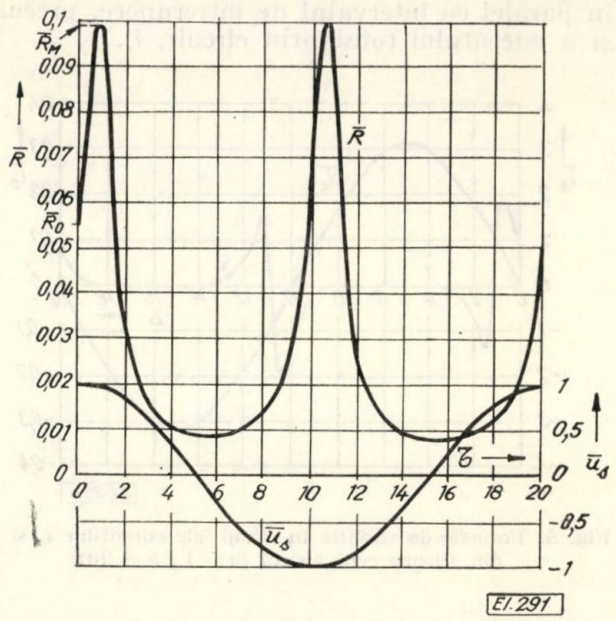


Fig. 6. Alura tensiunii aplicate circuitului și variația în timp a rezistenței arcului ($a = 1$; $b = 20$).

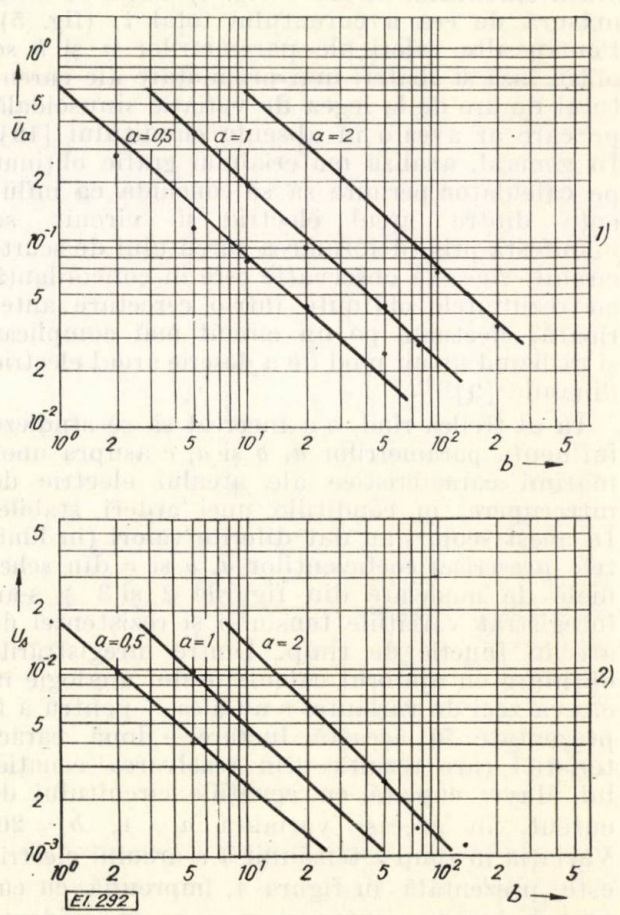


Fig. 7. Variația tensiunilor de aprindere U_a și de stingere U_s ale arcului cu parametrul b.

forma de variație a tensiunii $\overline{u}_s$, aplicată circuitului *.

Influența parametrilor a, b și a, c asupra comportării dinamice a arcului electric apare în mod evident dacă se analizează diagramele din figurile 7÷10, obținute prin prelucrarea soluțiilor furnizate de calculator. În acest scop s-au utilizat notațiile (în mărimi relative) din figurile 4 și 6, definite în anexă. Pentru reprezentarea tuturor acestor diagrame s-a preferat să se utilizeze scări logaritmice pe ambele axe de coordonate.

Astfel, în figura 7 se prezintă modul de variație a tensiunii de aprindere $\overline{U}_a$ și a tensiunii de stingere $\overline{U}_s$ ale arcului în funcție de parametrul b și pentru diferite valori ale parametrului a din ecuația lui Mayr scrisă în mod adecvat rezolvării pe calculator analogic, după cum s-a arătat mai înainte. În continuare,

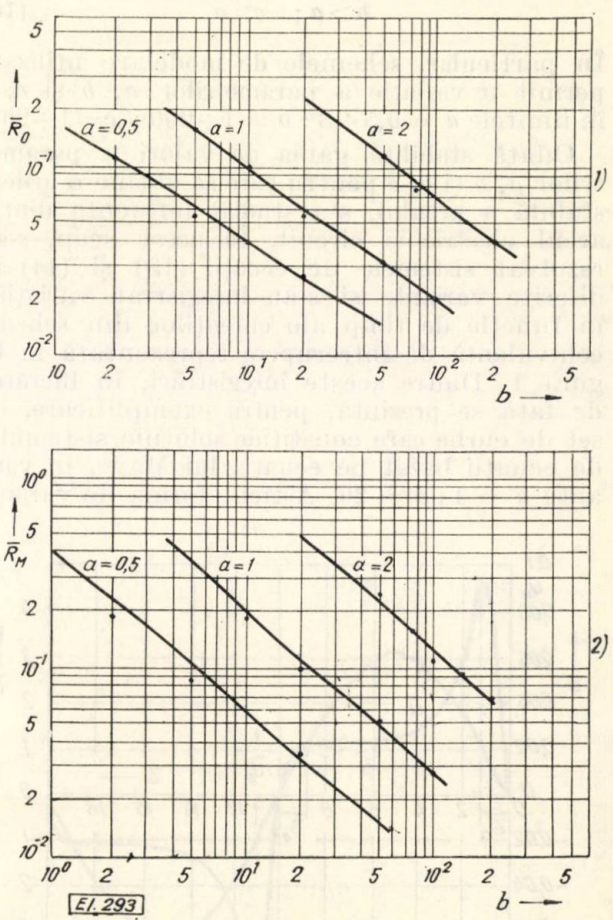


Fig. 8. Variația cu parametrul b a rezistenței arcului R_0 la trecerea curentui prin zero și a valorii maxime R_M.

* Toate funcțiile prezentate în figurile 4, 5, 6 sînt în mărimi relative.

figura 8 redă alura variației rezistenței arcului $\overline{R}_0$ la trecerea curentului prin zero și a valorii maxime $\overline{R}_M$ a rezistenței de arc după trecerea prin zero a curentului, cu parametrul b și la diferite valori ale lui a.

În mod similar, în figura 9 s-a reprezentat

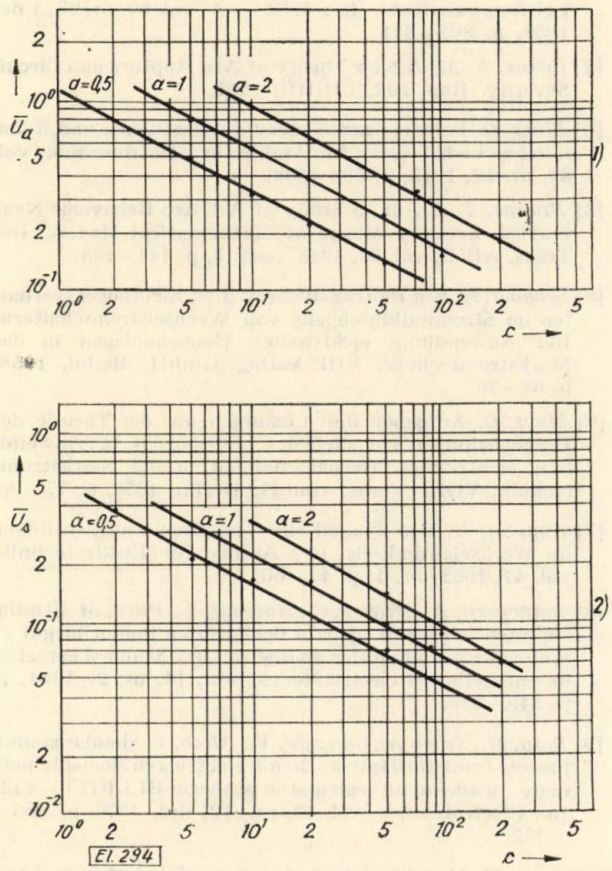


Fig. 9. Dependența de parametrul c a tensiunilor de aprindere și de stingere.

variația celor două mărimi caracteristice ale tensiunii de arc, $\overline{U}_a$ și $\overline{U}_s$ ca funcție de parametrul c, al doilea parametru fiind a — din ecuația lui Cassie scrisă în mărimi normate. În fine, figura 10 redă dependența celor două mărimi caracteristice ale rezistenței arcului $\overline{R}_0$ și $\overline{R}_M$ în funcție de aceiași parametri a și c.

Ca o trăsătură comună a diagramelor prezentate, având scări logaritmice pe abscisă și pe ordonată, se remarcă dependența liniară a celor patru mărimi caracteristice ale arcului electric, $\overline{U}_a$, $\overline{U}_s$, $\overline{R}_0$ și $\overline{R}_M$, de parametrii adimensionali a, b și c, utilizați la scrierea modelelor matematice bazate pe ecuațiile lui Mayr și Cassie.

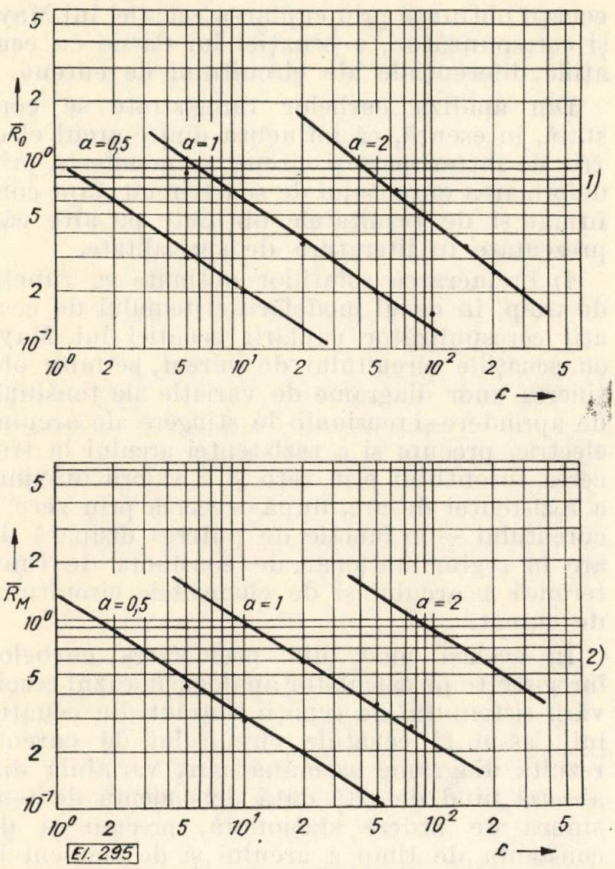


Fig. 10. Dependența rezistenței arcului la trecerea curentului prin zero și a valorii maxime de parametrul c.

7. Concluzii.

1) Descrierea matematică a unui arc electric într-un circuit simplu de curent alternativ, pornind de la modelele matematice „clasice" ale lui Mayr și Cassie, conduce la două sisteme de ecuații diferențiale neliniare pentru rezolvarea cărora este indicată utilizarea calculatoarelor electronice, analogice sau numerice.

2) Folosirea unui calculator analogic permite rezolvarea celor două sisteme de ecuații diferențiale într-un număr mare de variante obținute prin modificarea a doi parametri adimensionali : a și b în cazul utilizării ecuației lui Mayr și a și c în ipoteza folosirii ecuației lui Cassie, parametri dependenți de anumite elemente ale circuitului și ale arcului.

În condițiile alimentării circuitului de la o sursă de tensiune alternativă, s-a stabilit experimental, cu ajutorul calculatorului analogic, că se poate obține o ardere stabilă a arcului electric dacă sînt asigurate condițiile $b>a$ și $c>a$.

3) Respectînd cele două condiții, calculatorul analogic permite înregistrarea variațiilor în timp ale tensiunilor și curenților care apar în schema echivalentă de întrerupere a unui circuit și care constituie soluțiile sistemelor de

ecuații obținute prin cuplarea ecuației lui Mayr și corespunzător, a ecuației lui Cassie cu ecuațiile diferențiale ale circuitului de curent.

Din analiza curbelor înregistrate se constată, în esență, că influența dintre arcul electric de întrerupere și circuit se manifestă prin deformarea curentului de scurtcircuit, fapt confirmat și de rezultatele obținute pe alte căi, prezentate în literatura de specialitate.

4) Prelucrarea soluțiilor obținute ca funcții de timp, în cazul modelării sistemului de ecuații corespunzător cuplării ecuației lui Mayr cu ecuațiile circuitului de curent, permite obținerea unor diagrame de variație ale tensiunii de aprindere și tensiunii de stingere ale arcului electric, precum și a rezistenței arcului la trecerea curentului prin zero și a valorii maxime a rezistenței de arc, după trecerea prin zero a curentului — în funcție de puterea disipată de arc în regim staționar, de constanta de timp termică a arcului și de elementele circuitului de curent.

În același mod, din prelucrarea curbelor înregistrate pe calculator analogic în cazul rezolvării sistemului de ecuații obținut din ecuația lui Cassie și ecuațiile circuitului de curent, rezultă diagrame asemănătoare, variabila din abscisă fiind de astă dată dependentă de tensiunea de ardere staționară, precum și de constanta de timp a arcului și de elementele circuitului întrerupt.

ANEXA

τ_s — timpul de aprindere, respectiv intervalul de timp după trecerea curentului prin zero la care apare vîrful de aprindere al tensiunii de arc.

τ_s — timpul de stingere, respectiv intervalul de timp dinainte de următoarea trecere prin zero, la care poate să apară vîrful de stingere al tensiunii arcului.

$\overline{U}_a$ — tensiunea (sau vîrful) de aprindere, egală cu maximul tensiunii de arc în valoare absolută.

$\overline{U}_s$ — tensiunea (sau vîrful) de stingere, presupusă în cazul de față ca fiind tensiunea corespunzătoare lui $\tau_s = \tau_a$.

$\overline{R}_0$ — valoarea rezistenței arcului electric la trecerea curentului prin zero.

$\overline{R}_M$ — valoarea maximă a rezistenței arcului după trecerea prin zero a curentului.

Bibliografie

[1] *Kopplin, H., Schmidl, E.* Beitrag zum dynamischen Verhalten des Lichtbogens in ölarmen Hochspannungs—Leistungsschaltern. In : ETZ — A, vol. **80**, nr. 23, 1 dec 1959, p. 805—811.

[2] *Cassie, A. M.* A New Theory of Arc Rupture and Circuit Severity. Rap. 102, CIGRÉ, 1939.

[3] *Mayr, O.* Beiträge zur Theory der statischen und dynamischen Lichtbogens. In : Archiv für Elektrotechnik, vol, **37**, nr. 12, 1943, p. 588—608.

[4] *Browne, T. E.*, Jr. A Study of A-C Arc Behaviour Near Current Zero by Means of Mathematical Models. In : Trans. AIEE, vol. **67**, 1948, part. I, p. 141—153.

[5] *Schmidl, E.* Ein Beitrag dynamischen Lichtbogensverhalten im Stromnulldurchgang von Wechselstromschaltern. In : Anwendlung elektrischer Rechenanlagen in der Starkstromtechnik, VDE-Verlag GmbH, Berlin, 1958, p. 64—76.

[6] *Mayr, O.* Aufgaben und Lösungen aus der Theorie der Gasentladungen vor allem des Lichtbogens. In : Anwendlung elektrischer Rechenanlangen in der Starkstromtechnik, VDE—Verlag GmbH, Berlin, 1958, p. 77—90.

[7] *Kopplin, H.* Das dynamische Verhalten von Lichtbögen im Wechselstromkreis. In : Archiv für Elektrotechnik, vol. **47**, 1962, nr. 1, p. 47—60.

[8] *Avramescu, A., Drăgan, G., Adămuț, I., Petcu, M.* Studiul supratensiunilor ce apar la declanșarea liniilor în gol cu ajutorul calculatoarelor analogice. In : Studii și cercetări de energetică și electrotehnică, vol. **14**, nr. 2, 1964, p, p. 319—336.

[9] *Sasu, M., Susea A., Gheorghe, V., Alcea, T.* Simularea unor procese tranzitorii într-o schemă electrică cu elemente neliniare, utilizînd un calculator numeric ELLIOTT—4120 In : Electrotehnica, vol. **18**, nr. 12, dec. 1970, p. 455—462.

[10] *Sasu, M.* Modelarea analogică a arcului electric pe baza ecuațiilor lui Mayr și Cassie. In : Electrotehnica, vol. 20, nr. 6, iunie 1972, p. 201—207.

Intrat în redacție la 20.III.1972

Factorii tehnologici care influenţează calitatea contactelor electrice de tip electrowocunit*

SEVER ŞONTEA şi LUCREŢIA FIRESCU** — Craiova

CZ 621.316.5.066.6 : 621.312

Contactele electrice pentru întreruptoarele şi separatoarele de înaltă tensiune se confecţionează din aliajul electrowocunit, care are la bază wolframul şi prezintă caracteristici asemănătoare altor aliaje similare din străinătate [1], [2], [3].

Experienţa acumulată în decursul a doi ani şi jumătate de fabricaţie în legătură cu factorii tehnologici care influenţează calitatea contactelor este prezentată pe scurt în această lucrare.

Procesul tehnologic şi condiţiile de calitate impuse contactelor

Procesul tehnologic practicat pentru obţinerea contactelor este arătat sumar în figura 1.

Matriţele pentru presare sînt confecţionate din oţeluri de scule înalt aliate. Sinterizarea se face în cuptoare electrice cu bare de silită. Producţia se realizează în şarje de cîte 2—6 kg.

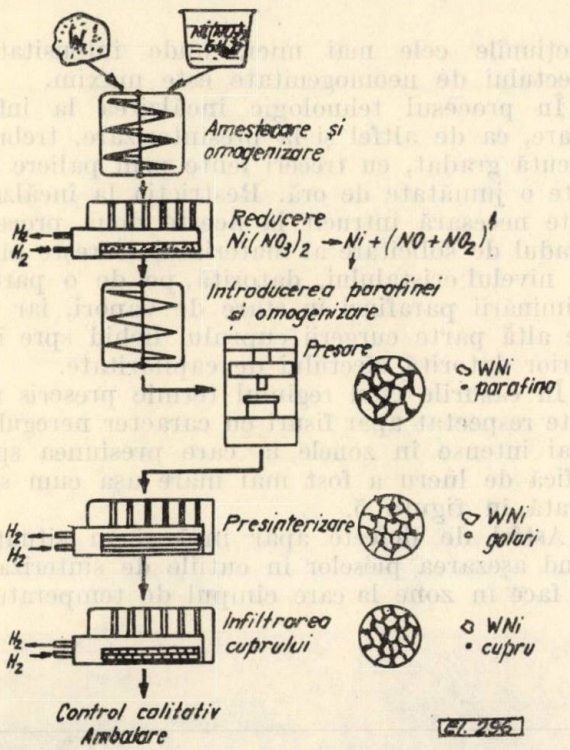


Fig. 1. Procesul tehnologic de lucru pentru contactele electrice.

Proprietăţile fizico-chimice ale contactelor sînt următoarele:

— compoziţia chimică :	wolfram	72—77%
	cupru	23—28%
	nichel	1,5—2 %
— proprietăţi fizice :	densitatea medie 13,5—15 g/cm³	
	porozitatea în stare neinfiltrată 25—30%	
	rezistivitatea 0,03—0,06 mm²/m	
— proprietăţi mecanice :	duritatea HB (62,5/2,5/30") 180—210 daN/mm²	

Factorii tehnologici care influenţează calitatea contactelor

O primă cauză care poate influenţa negativ calitatea contactelor este dozarea necorespunzătoare. Această operaţie trebuie făcută numai prin cîntărire la balanţă. Executarea greşită a dozării duce la o compoziţie chimică în afara limitelor de concentraţie prescrise şi de aici proprietăţi fizice şi mecanice neadmise.

Următoarea operaţie se referă la amestecarea şi omogenizarea celor doi constituenţi wolframul şi nichelul, ultimul introdus în stare lichidă sub formă de azotat.

Calitatea gradului de omogenizare influenţează în continuare procesul de reducere pînă la nichel care se face în mediu de hidrogen. O repartiţie neuniformă a azotatului de nichel în masa de wolfram produce diferenţieri ale procesului de reducere şi modificări ale duratei normale de lucru. În mod practic această necorelare duce la o reducere incompletă, ceea ce în continuare se reflectă prin greutate la separarea prin sitare şi omogenizarea după reducere.

Pe de altă parte prelungirea peste durata normală a etapei de eliminare a umidităţii în atmosfera obişnuită şi amorsarea reducerii în această atmosferă dăunează gradului de oxidare general al amestecului. În continuare, infiltrarea parafinei pentru formarea scheletului poros se face manual. Calitatea poate fi influenţată aici de dizolvarea incompletă a parafinei în eter şi deci o omogenizare necorespunzătoare. O cantitate mai mare de parafină produce o creştere a volumului de goluri, care după cercetările anterioare [3], la peste 30% porozitate, dă naştere unor calităţi cu totul necorespunzătoare contactelor.

---

* Susţinut la a 2-a sesiunea de comunicări ştiinţifice a GUAME — Craiova şi Universitatea din Craiova, decembrie 1971.

** Dr. ing. *S. Şontea* este conferenţiar la Universitatea din Craiova şi ing. *Lucreţia Firescu* lucrează la CCP—GUAME Craiova.

S-au observat de asemenea deformaţii mari de forma unor aglomerări care modifică geometria normală a pieselor în timpul presinterizării (eliminării parafinei) în zonele cu porozitate mare. Deformaţiile au forma unor „curgeri" însoţite de ruperi cu toate că nu este vorba de un proces de topire, după cum se arată în figura 2.

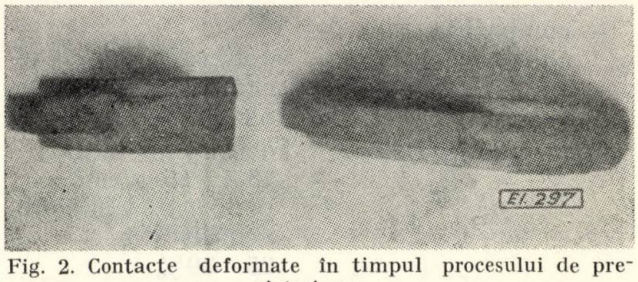


Fig. 2. Contacte deformate în timpul procesului de presinterizare.

Numeroase probleme ridică şi presarea în matriţe. Cercetătorii [4] au determinat eforturile în părţile active ale matriţelor prin măsurări piezoelectrice, constatînd presiuni extrem de neuniforme, chiar la geometrii regulate.

În cazul de faţă cînd se presează forme geometrice neregulate neuniformitatea repartiţiei forţei de presare este şi mai evidentă.

Astfel, în cazul reperului vîrf de contact I_5-163 la $I_0-110-1\,600$ care se presează în formă după construcţia părţilor active ale matriţei arătate în figura 3, apar forţe specifice mult mai intense în capătul profilat al reperului, datorită secţiunii acestuia.

La majoritatea reperelor asimilate a fost necesară adoptarea unei astfel de tehnologii pentru a elimina cît mai mult pierderile de wolfram prin prelucrările mecanice ulterioare.

Trebuie precizat însă că atunci cînd tehnologia de lucru anterioară presării se respectă, nu intervin probleme de calitate.

În afara acestei cauze obiective, la presare mai pot interveni şi alte cauze subiective care pot duce la o calitate necorespunzătoare proceselor şi anume: centrarea neprecisă a matriţei pe masă şi funcţionarea defectuoasă a subansamblurilor acesteia; aşezarea neuniformă a amestecului de pulbere în corpul matriţei; nerespectarea forţei de presare stabilită în proces.

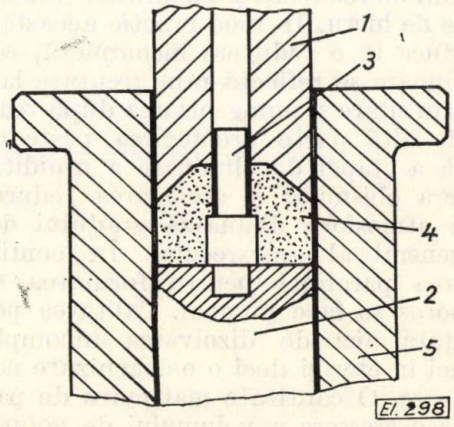


Fig. 3. Exemplu de presare pentru un contact cu formă geometrică complexă:
1 – poanson superior; *2* – poanson inferior; *3* – bolţ; *4* – comprimat; *5* – matriţă

Repartiţia neuniformă a pulberii în corpul matriţei duce la forţe specifice diferite care ies din cadrul abaterilor normale. Se înregistrează porozităţi şi densităţi diferite care în procesul de infiltrare duc la fisuri cum, de exemplu, se prezintă inelul din figura 4. Fisurile apar în

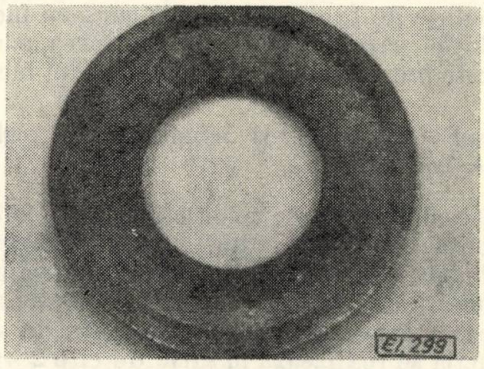


Fig. 4. Fisuri într-un inel de contact.

secţiunile cele mai mici, unde intensitatea efectului de neomogenitate este maxim.

În procesul tehnologic încălzirea la infiltrare, ca de altfel şi la presinterizare, trebuie făcută gradat, cu treceri lente prin paliere de cîte o jumătate de oră. Restricţia la încălzire este necesară întrucît la aceste două procese gradul de solicitare al materialului creşte pînă la nivelul cristalului, datorită, pe de o parte, eliminării parafinei în stare de vapori, iar pe de altă parte curgerii cuprului lichid spre interior datorită efectului de capilaritate.

În cazurile cînd regimul termic prescris nu este respectat apar fisuri cu caracter neregulat mai intense în zonele la care presiunea specifică de lucru a fost mai mare aşa cum se arată în figura 5.

Astfel de defecte apar însă şi în situaţia cînd aşezarea pieselor în cutiile de sinterizare se face în zone la care cîmpul de temperaturi

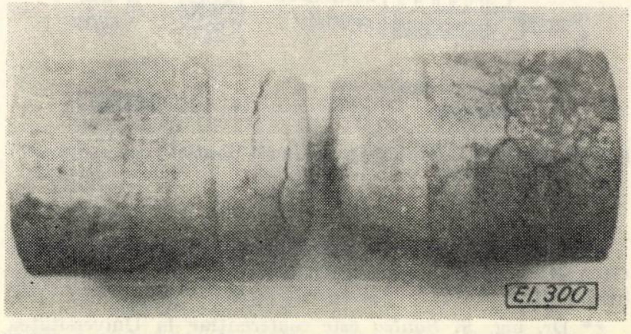


Fig. 5. Fisuri datorită regimului termic de lucru necorespunzător.

nu este omogen. Pe de altă parte în timpul infiltrării pot să mai apară şi alte defecte cum ar fi petele nuanţate în culoarea cuprului care confirmă o infiltrare a acestuia incompletă, aşa cum se arată în figura 6, la o plăcuţă de contact de la un separator de 10 kV.

Analizată microscopic în secţiune transversală lipsa de infiltrare este şi mai evidentă după cum se arată în figura 7, la mărire 120 : 1.

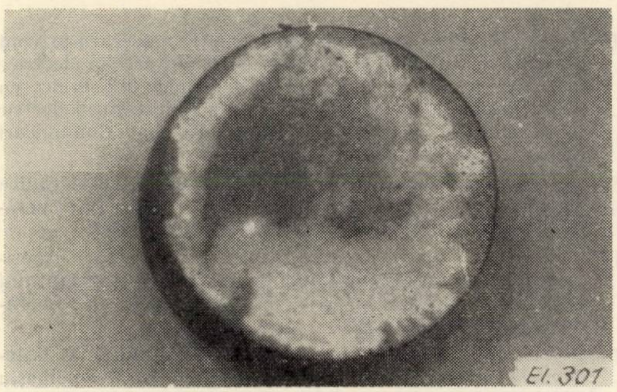


Fig. 6. Infiltrare parţială a cuprului.

Fig. 7. Microstructura unui contact cu zona de neinfiltrare a cuprului într-un contact electric.

Atunci cînd prin dozare se introduc cantităţi de cupru mai mari decît cele necesare sau poziţia de aşezare a piesei în nacela ceramică este necorespunzătoare, cuprul deşi se topeşte nu se infiltrează şi rămîne depus pe suprafaţa contactului, ca în figura 8.

Asemenea piese se pot însă recupera fie prin repetarea procesului de infiltrare fie prin decuparea mecanică a surplusului atunci cînd infiltrarea a fost realizată şi deci defectul a provenit de la o dozare necorespunzătoare a cuprului.

Ca menţiune finală se ştie că adevăratele proprietăţi ale acestor materiale se cunosc în timpul funcţionării în arc [5], [6].

Fig. 8. Depunerea suplimentară a cuprului pe suprafaţa unui contact.

Datorită fenomenului de „sudaţie" sau „transpiraţie" [7] la solicitări termice mari, elementul de lucru, în cazul de faţă cuprul, se pierde prin vaporizare dînd naştere la porozităţi intense mai ales în zona activă de lucru. Acest efect este cu atît mai intens cu cît gradul de omogenitate global, confirmat de structură este mai scăzut.

În cazul contactelor executate după tehnologia arătată s-au făcut încercări comparative cu contacte din import (R.S. Cehoslovacia) Astfel la întreruptoarele $I_0-15-630$ s-au încercat reperele I_4-42.

În cazul întreruptorului echipat cu contacte de import, cele trei faze R.S.T. ale întreruptorului au fost solicitate astfel : $R = 133{,}6$ kA ; $S = 140{,}1$ kA şi $T = 135{,}3$ kA iar în cazul întreruptorului echipat cu contacte indigene faza $R = 82{,}20$ kA ; $S = 84{,}6$ kA şi $T = 84{,}1$kA. S-a înregistrat aproximativ o pierdere de 0,0397 g/kA în cazul contactelor din import şi 0,03 g/kA la contactele indigene. Fotografia celor două contacte după încercare este prezentată în figura 9.

Din aceste comparaţii se observă o comportare apropiată între cele două materiale atunci

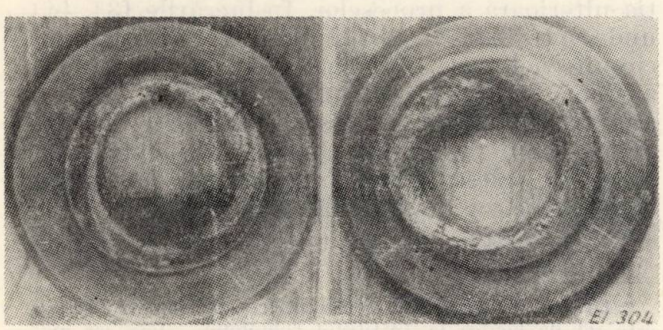


Fig. 9. Contacte electrice după solicitarea în arc.

cînd sînt solicitate la eforturi specifice în arc electric (Fig, 10a și 10b).

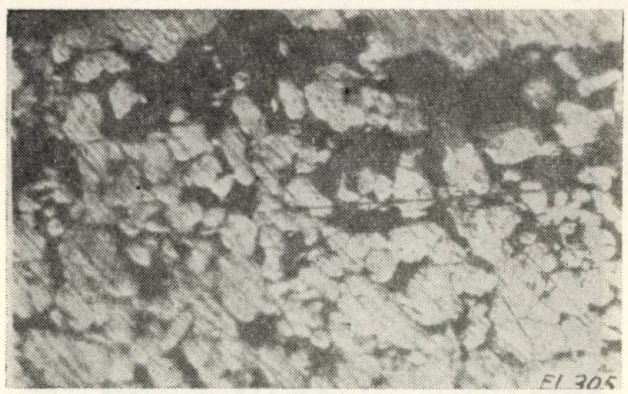


Fig. 10. a. Microstructura în zona de erodare a contactului provenit din import.

Fig. 10 b. Microstructura în zona erodată a contactului indigen.

Concluzii

Exemplificările arătate în lucrare confirmă că respectarea tehnologiei de fabricație este elementul principal care asigură buna calitate a contactelor electrice.

Gradul de neomogenitate structural constituie însă elementul predominant care influențează funcționarea normală a contactului în aer.

Bibliografie

[1] *Șontea, S., Balintoni, I.* și *Firescu, L.* Considerații privind procesul de fabricație și caracteristicile contactelor electrice Cu-W-Ni și ale lagărelor autolubrifiante din bronz cu staniu grafitat, folosite în construcția aparatajului electric și locomotivei electrice de 5 100 kW. In : Comunicări tehnice — Electroputere, nr. 5, 1970.

[2 *Șontea, S.* și *Firescu, L.* Caracteristicile fizico-mecanice ale unor contacte electrice din aliaje Mo-Cu-Ni. In : Lucrările sesiunii Universității din Craiova, mai 1970.

[3] *Șontea, S., Firescu, L.* și *Balintoni, I.* Cercetări experimentale privind posibilitățile de variație a conținutului de cupru în contacte electrice de tip W-Cu-Ni. In : Lucrările sesiunii ICPE, 1970.

[4] *Fedorcenko, I. M., Kovinav, R. A.* și *Polukin, C. F.* Issledovanie davlenîi na rabocie ceaste presaformî s pomoșiu stiftovîh datcikov. In : Poroșkovania metallurghia, 7, 1970.

[5] *Schmidt, H.* Aschaffenburg. Werkstoffe für elektrische Kontacte. În' : Electro-Anzeiger Essen, nr. 5, 1961.

[6] *Schall, W., Heinrich, E.* Über die Triebkräfte des Sinterus von Metallen. In : Neue Hütte, iunie, 1970.

[7] *Kieffer, R.* și *Jangg, G.* Neuentwicklungen auf dem Gebiet des Pulvermetallurgie. In : Algemeine und praktische Chemie, nr. 5, 1970.

Intrat în redacție la 16.XII.1971

Comutator electronic sincron cu tiristoare pentru studiul circuitelor neliniare

L. TURIC, I. POPESCU, ȘI N. MURARIU* — Iași

CZ 621.316.543.1 : 621.382

În studiul experimental al circuitelor neliniare apar ca deosebit de necesare aparatele prin intermediul cărora se pot fixa și modifica cu precizie condițiile inițiale care determină evoluția ulterioară a proceselor. În lucrările [3], [4] unde se tratează în detaliu procesele din anumite circuite neliniare, sînt date exemple de stabilire a unor regimuri permanente diferite, într-un anumit circuit, în funcție de condițiile inițiale. Și în cazul circuitelor liniare, alimentate cu t. e. m. alternativă, funcționarea în regim tranzitoriu va depinde de faza inițială a tensiunii aplicate.

* Dr. ing. *L. Turic* este conferențiar și dr. ing. *I. Popescu* este șef de lucrări la Institutul politehnic — Iași, iar ing. *N. Murariu* lucrează la I. R. E. — Suceava.

În lucrarea [3] menționată se prezintă și schema unui montaj denumit „comutator electronic sincron", (fig. 1), prin intermediul căruia se poate modifica momentul aplicării tensiunii alternative. Circuitul de studiat se conectează la rețea prin intermediul tiratroanelor V_1, V_2, în montaj antiparalel. Momentul trecerii în conducție a acestor tiratroane este determinat de tiratroanele auxiliare V_3, V_4. Dacă întrerupătorul CS manual este deschis, atunci contactele a și b ale releului MC sînt deschise și ca urmare circuitele anodice ale tiratroanelor V_3, V_4 sînt întrerupte. Pe rezistențele R_1, R_2 nu apar căderi de tensiune și tiratroanele V_1, V_2 sînt astfel blocate prin sursele E_{21}, E_{22}. Dacă în momentul m (fig. 2a) se închide CS, atunci contactele a și b ale releului MC se închid,

tiratroanele V_3, V_4 fiind alimentate cu tensiune anodică. Aceste tiratroane nu se aprind decît în momentul p, cînd prin transformatorul de impuls TI se aplică impulsuri pozitive pe grilele înseriate cu sursele de blocare E_{31}, E_{32}.

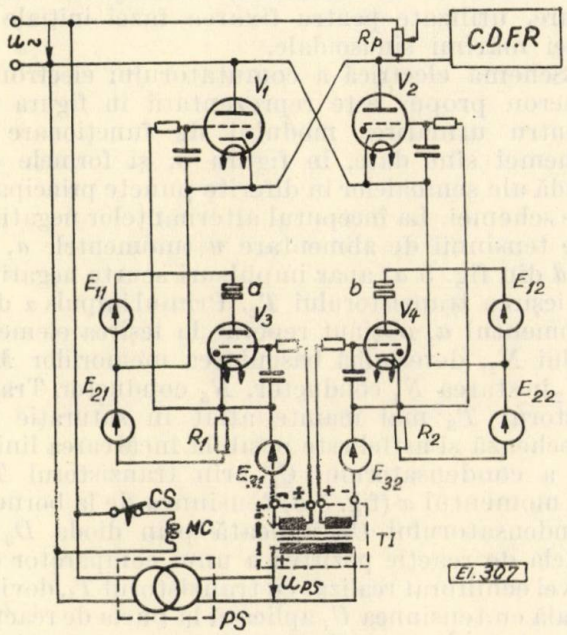


Fig. 1. Comutator electronic sincron cunoscut (C. E. S.)

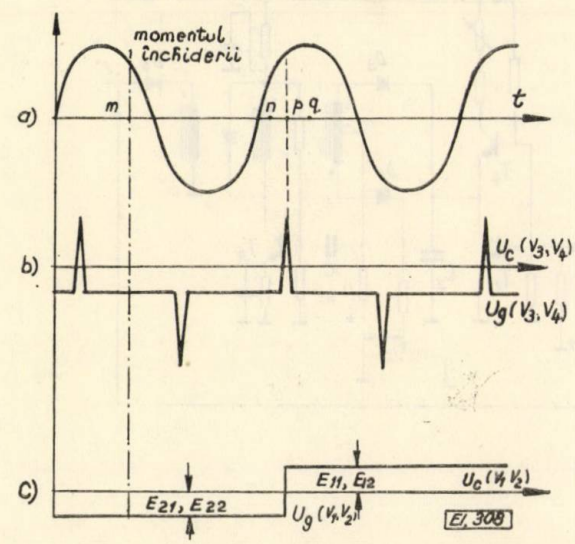


Fig. 2. Formele de undă în diferite puncte din C. E. S. cunoscut.

Căderile de tensiune de pe rezistențele R_1, R_2 din catozii tiratroanelor V_3, V_4, sumate în opoziție cu sursele E_{21}, E_{22}, determină pozitivarea grilelor tiratroanelor V_1, V_2 asigurînd condiții pentru trecerea bruscă a tiratroanelor V_1, V_2 în conducție. În cazul considerat în momentul „p" se aprinde tiratronul V_1 și apoi conduc alternativ ambele tiratroane, cît timp CS rămîne deschis. Pentru a modifica faza inițială a tensiunii de alimentare a circuitului, se întrerupe CS și se schimbă faza impulsurilor din transformatorul de impuls TI prin intermediul regulatorului de fază PS. În această nouă situație la închiderea lui CS vom avea un moment de aprindere pe unul din tiratroanele V_1, V_2 diferit de cel dat în figura 2.

Precizia de fixare a defazajului în montajul descris este determinată de timpii de ionizare ai tiratroanelor (cca. 10 μs) și de performanțele regulatorului de fază PS (cca 0,3°). La 10 μs corespund 0,2° și atunci rezultă o eroare totală posibilă de 0,5°. Montajul are însă dezavantaje legate de tensiunile de aprindere și de conducție relativ mari ale tiratroanelor (ultimile sînt cuprinse în gama 10—20V). Dacă tensiunea de alimentare a circuitului studiat are valori reduse, atunci forma de undă la bornele circuitului diferă mult de forma sinusoidală, așa cum se arată în figura 3. Într-un comutator realizat cu tiratroane $T\ I\ 1-0$, 1/1,3 cu tensiunea de aprindere minimă $U_{az\min}=25$ V și tensiunea de ardere $U_0 = 11$ V, duratele $a-b$, și $c-e$, în care tiratroanele nu conduc, sînt 0,706 ms și 1,006 ms (în grade 12°47′ și 18°24′), dacă tensiunea de alimentare are valoarea efectivă 80 V. Există un interval destul de mare în care reglarea fazei nu este posibilă, interval care se reduce dacă tensiunea de alimentare crește. Prezența contactelor mecanice în schemă poate introduce de asemenea erori în fixarea defazajului. Astfel dacă momentul închiderii contactelor a și b este aproape de momentul p, (fig. 2), atunci este posibil ca circuitul anodic al tiratroanelor V_3, V_4 să se stabilească decalat (în funcție de contactele mecanice) și faza inițială reală din montaj poate diferi mult de acea programată. De exemplu, dacă se închide contactul b în momentul n puțin înainte de momentul p, iar contactul a în momentul q, atunci tiratronul V_1 nu se mai aprinde în momentul p și circuitul studiat rămîne nealimentat pînă la începutul

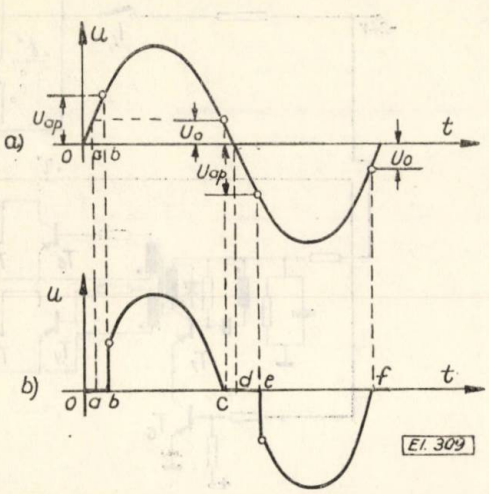


Fig. 3. Forma tensiunii de ieșire u în cazul C. E. S. cunoscut pentru tensiuni sinusoidale de alimentare nu prea mari.

alternanței negative care urmează după momentul q cînd se aprinde V_2. Deci apare o eroare care poate fi în unele cazuri chiar mai mare decît jumătate din perioada tensiunii de alimentare.

Dezavantajele menționate, foarte importante de altfel, pot crea dificultăți în studiul experimental al circuitelor. În prezenta lucrare s-a urmărit obținerea unor performanțe superioare montajului descris prin suprimarea contactelor mecanice și prin utilizarea tiristoarelor pentru controlul tensiunii aplicate sarcinii. Comutatorul realizat cu tiristoare va avea în primul rînd performanțe superioare datorită proprietăților de circuit ale tiristoarelor. Acestea au un timp de comutare directă mult mai mic ca timpul de ionizare la tiratroane și anume cca. 10^{-8} s, timpul de comutare inversă 10^{-6} — 10^{-5} s și cădere de tensiune directă între 1—2 V. Tensiunea minimă de trecere în conducție, cînd curentul de poartă este suficient de mare se poate reduce în limitele 2,5—3 V. Pornind de la aceste date se observă avantajele nete în ceea ce privește performanțele obținute cu un comutator cu tiristoare, chiar dacă tensiunea de alimentare este relativ mică. Printr-o schemă logică adecvată se pot suprima erorile hazard ale momentului trecerii în conducție ale tiratroanelor, cauzat în montajul descris (fig. 1) de contactele mecanice. A fost pusă pentru prima oară problema obținerii oscilogramelor care să dea și evoluția în timp a circuitului studiat, adică să se dispună de mărturii experimentale și asupra procesului tranzitoriu. Nu au fost întîlnite în literatură, montaje cu tiristoare, utilizate pentru fixarea fazei inițiale a unei mărimi sinusoidale.

Schema electrică a comutatorului electronic sincron propus este reprezentată în figura 4. Pentru urmărirea modului de funcționare a schemei sînt date, în figura 5, și formele de undă ale semnalelor în diferite puncte principale ale schemei. La începutul alternanțelor negative ale tensiunii de alimentare u (momentele a, b, c, d din fig. 5 a) apar impulsuri scurte negative la ieșirea tranzistorului T_2. Primul impuls α din momentul a, obținut repetat la ieșirea elementului N_2, determină bascularea memoriilor M_1, M_2 în starea N_4 conductor, N_5 conductor. Tranzistorul T_3 mai înainte aflat în saturație se blochează și astfel este posibilă încărcarea liniară a condensatorului C_2 prin tranzistorul T_4. În momentul x (fig. 5 d) tensiunea de la bornele condensatorului C_2, aplicată prin dioda D_3 la bucla de reacție pozitivă a unui comparator de nivel echilibrat realizat cu tranzistorul T_5, devine egală cu tensiunea U_i aplicată la bucla de reacție negativă. În această situație comparatorul de

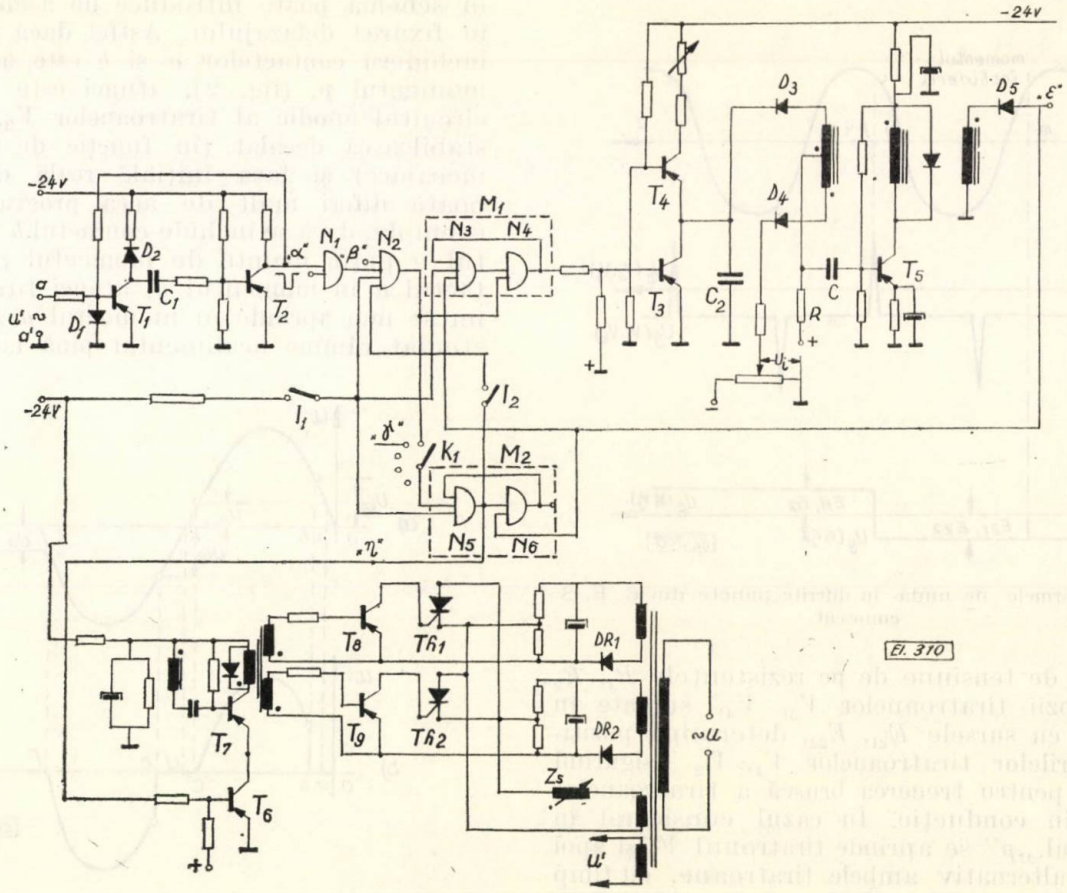


Fig. 4. Comutator electronic sincron propus.

nivel intră în regim de autooscilaţie şi furnizează primul impuls Σ care trece memoriile M_1, M_2 în starea N_3 conductor, N_6 conductor. Condensatorul C se descarcă rapid prin tranzistorul T_3, trecut în saturaţie de semnalul negativ de la ieşirea elementului N_4 şi ca urmare comparatorul de nivel se deblochează, imediat după ce a furnizat primul impuls. Semnalul negativ η de la ieşirea elementului N_5 trece în saturaţie tranzistorul T_6, şi provoacă intrarea în autooscilaţie a generatorului autoblocat de înaltă frecvenţă realizat cu tranzistorul T_7. Acesta generează primul impuls simultan cu impulsul Σ şi deci nu introduce nici o întîrziere suplimentară în comanda schemei. Impulsurile de la generatorul autoblocat (realizat cu T_7) trec în saturaţie tranzistoarele T_8, T_9 şi ca urmare porţile tiristoarelor sînt alimentate de la redresoarele monofazate corespunzătoare. Din momentul x (fig. 5 e) ambele tiristoare Th_1, Th_2 în montaj antiparalel, conduc în semiperioadele în care sînt polarizate în sens direct. După momentul x semnalul negativ de la ieşirea N_5, trece în saturaţie N_2, suprimînd impulsurile următoare.

Impulsurile de comandă la tiristoarele principale sînt suprimate dacă se închide întrerupătorul I_1 care trece memoria M_2 în stare N_5 conductor (se blochează astfel tranzistorul T_6). Prin închiderea lui I_1 se trece în saturaţie şi tranzistorul elementului N_2 şi sînt suprimate astfel şi impulsurile care ar putea să basculeze din nou memoria M_1 în starea N_4 conductor. Un nou defazaj în schemă se fixează prin modificarea tensiunii U_i. Întîrzierea care se poate realiza în montaj este de 30 ms, ceea ce permite fixarea cu precizie a defazajelor foarte mici. În momentul a, impulsurile apar

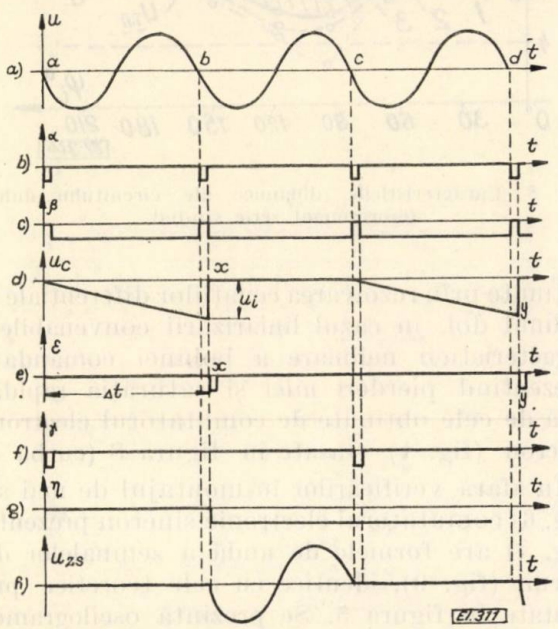


Fig. 5. Formele de undă ale semnalelor în diferite puncte din C. E. S. propus.

cu anumită întîrziere pînă cînd tensiunea de bază a tranzistorului T_1 devine suficient de mare. Comparatorul de nivel prezintă o comportare nesatisfăcătoare dacă întîrzierea devine mai mică de 150 μs, deoarece tensiunea la bornele condensatorului C_2 devine insuficient de mică pentru funcţionarea sigură a comparatorului. Pentru a suprima inconvenientele de mai sus s-a prevăzut posibilitatea realizării unor defazaje mari, ceea ce permite fixarea cu precizie a momentului de comandă a tiristoarelor Th_1, Th_2 în jurul momentului b.

Schema este astfel concepută încît să poată asigura şi o funcţionare ciclică după deschiderea întrerupătorului I_1, în care impulsurile de comandă se blochează automat după un număr determinat de alternanţe. În fig. 5 b se dă forma semnalelor obţinute pentru blocarea impulsurilor după fiecare două alternanţe, considerate din momentul a. În momentul c se obţine la ieşirea unui bistabil care divizează frecvenţa impulsurilor α, impulsul γ care trece memoria M_2 în starea N_5 conductor. Impulsul α din momentul c care apare în această situaţie la ieşirea lui N_2, poate determina bascularea memoriei M_1 în starea N_4 conductor şi cu aceasta se produce o nouă încărcare liniară a condensatorului C_2. Impulsul generat de comparatorul de nivel în momentul y, va trece din nou memoria M_2 în starea N_6 conductor, ceea ce determină apariţia semnalelor de comandă pentru tiristoarele Th_1, Th_2. Deci în cazul considerat tensiunea de alimentare se aplică ciclic circuitului studiat după fiecare două perioade. În aparatul realizat s-au prevăzut 5 bistabile ceea ce asigură întreruperea alimentării după 1, 2, 6, 8 şi 10 perioade ale tensiunii de alimentare. Se creează astfel posibilitatea obţinerii oscilogramelor proceselor tranzitorii în circuitul considerat şi deci se extinde domeniul de folosire a aparatului în raport cu soluţia descrisă în lucrarea [3] care asigură obţinerea de informaţii numai asupra regimurilor permanente stabilite în funcţie de anumite faze iniţiale pentru tensiunea de alimentare.

Utilizarea în schemă a generatorului autoblocat de înaltă frecvenţă realizat cu tranzistorul T_6 (500 kHz), care comandă tiristoarele Th_1, Th_2 asigură micşorarea întîrzierilor provocate de impulsurile de comandă sub 1 μs. Din motivul arătat mai sus nu au fost utilizate impulsurile de la ieşirea comparatorului de nivel direct pentru comanda tiristoarelor. Comparatorul de nivel are o perioadă de autooscilaţie relativ mare din cauza valorii mari a rezistenţei R prin care se descarcă condensatorul C al comparatorului între două impulsuri succesive. Rezistenţa R se alege de valoare mare pentru a asigura o înaltă stabilitate comparatorului. În schemă s-a renunţat la funcţionarea în regim de autooscilaţie a comparatorului de nivel, care se blochează imediat după fur-

nizarea primului impuls prin memoria M_1. Tranzistorul comparatorului de nivel va avea în consecință un regim de lucru mai ușor, crescîndu-se și mai mult stabilitatea schemei. Dacă la comandă s-ar fi folosit impulsuri cu frecvență mai mică, atunci la începutul fiecărei alternanțe ar fi fost posibile întîrzieri nedorite.

Rezultate experimentale

Încercările experimentale ale comutatoarelor electronice sincrone (fig. 1, 4) s-au făcut cu ajutorul schemei electrice din figura 6.

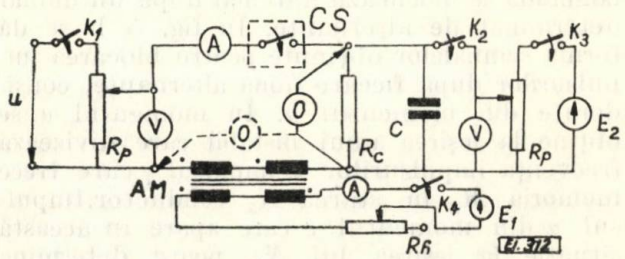


Fig. 6. Schema electrică a încercărilor experimentale.

Este cunoscut că soluția de regim forțat a unui circuit de tip dubluferorezonant (foarte des întîlnit în tehnică), depinde în mod esențial de regimul tranzitoriu ce a avut loc în circuitul [4]. La rîndul său, evoluția regimului tranzitoriu, depinde de condițiile inițiale din circuit (de faza inițială φ_i a tensiunii sinusoidale aplicate, de tensiunea inițială la bornele condensatorului U_{co} și de fluxul prin bobină Ψ_0 în momentul inițial al comutării).

Caracteristicile de regim forțat ale unui circuit dubluferorezonant serie (fig. 6) (obținute la variația foarte lentă a tensiunii sinusoidale aplicate) sînt reprezentate în fig. 7. Se observă că pentru tensiuni $U_{c'} < U < U_{a'}$, circuitul prezintă un domeniu tristabil. Caracteristicile dinamice (obținute prin variația bruscă a tensiunii aplicate — fig. 6) sînt prezentate comparativ cu caracteristicile de regim forțat în

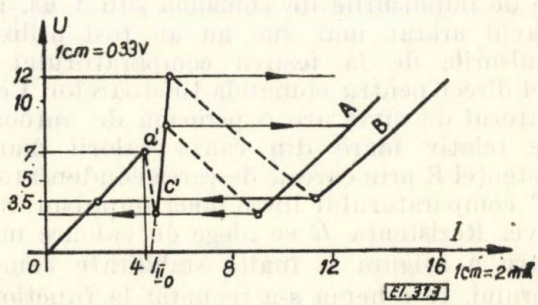


Fig. 7. Caracteristicile de regim forțat ale circuitului dubluferorezonant serie studiat.

fig. 8. Domeniul tristabil de regim forțat (fără a considera regimul tranzitoriu) $U \in [U_{I,II_p}, U_{II,III_p}]$ diferă esențial de domeniul tristabil dinamic (unde se ține seama de regimul tranzitoriu) $U \in [U_{I,II}, U_{II,III}]$, unde tensiunea sinusoidală de fază inițială φ_i se aplică cu ajutorul celor două comutatoare electronice sincrone prezentate (curba *2*—fig. 4 și curba 3—fig. 1) (celelalte condiții inițiale din circuit U_{Co} și Ψ_0 sînt nule).

Se observă că limitele domeniului tristabil dinamic depind de faza inițială $\varphi_i[U_{I,II}(\varphi_i), U_{II,III}(\varphi_i)]$. Pentru tensiuni $U_a < U < U_c$, se obține un circuit dubluferorezonant cu domeniu tristabil comandat de faza inițială φ_i a semnalului aplicat, deci un nou tip de element logic tristabil.

Rezultatele experimentale obținute cu ajutorul comutatorului electronic sincron (fig. 4) propus (curba 2—fig. 8) se apropie destul de bine de rezultatele teoretice (curba *1*—fig. 8),

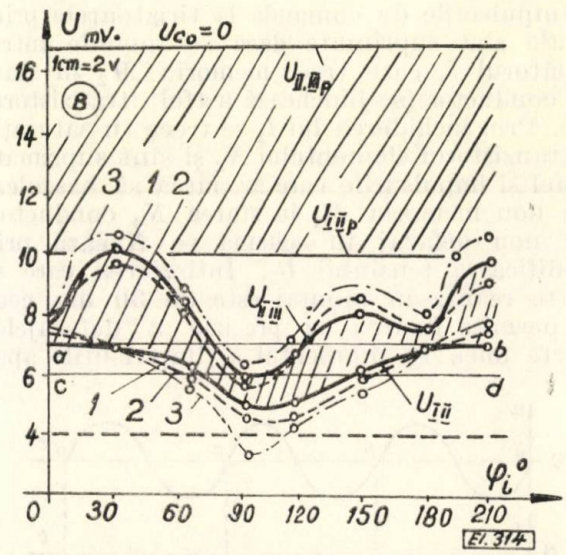


Fig. 8. Caracteristicile dinamice ale circuitului dubluferorezonant serie studiat.

obținute prin rezolvarea ecuațiilor diferențiale de ordinul doi, în cazul liniarizării convenabile a caracteristicii neliniare a bobinei comandate, prezentînd pierderi mici și saturația rapidă), față de cele obținute de comutatorul electronic sincron (fig. 1) trasate în figura 8 (curba *3*).

În afara verificărilor în montajul de mai sus (fig. 6) comutatorul electronic sincron prezentat (fig. 4) are formele de undă a semnalelor din circuit (fig. 9), identice cu cele teoretice prezentate în figura 5. Se prezintă oscilogramele tensiunilor la bornele condensatorului C_2 (fig. 9 a) și la ieșirea elementului N_5 din memoria M_2

(fig. 9 b) a tensiunii de ieşire pe o sarcină rezistivă pentru faza iniţială $\varphi_i = 233°$ (fig. 9 c). Se obţine o tensiune de ieşire (fig. 9 c), practic sinusoidală cu toate că circuitul se alimentează la o tensiune redusă (17 V).

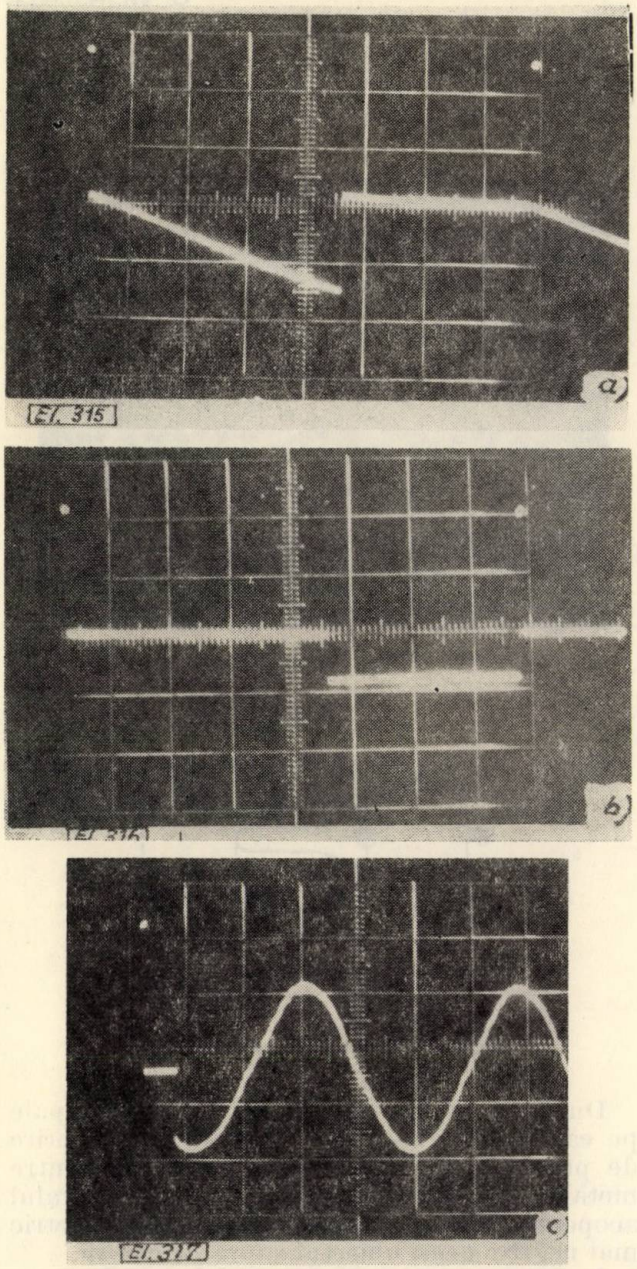


Fig. 9. Oscilogramele semnalelor în diferite puncte din C. E. S. propus (fig. 4) în regim tranzitoriu.

Concluzii

În lucrare se realizează, pe baza unei scheme originale, un nou tip de aparat pentru reglarea fazei iniţiale a tensiunii de alimentare a unui anumit circuit, prin intermediul a două tiristoare în montaj antiparalel deci cu caracteristică triac. Prin introducerea tiristoarelor şi a circuitelor logice cu tranzistoare se obţin rezultate incomparabil superioare faţă de un montaj cu tiratroane descris în [3].

Faza semnalului poate fi reglată continuu într-o gamă extrem de largă, 0°—540° electrice, fără a mai fi necesare surse de tensiune suplimentare pentru modificarea defazajului [3]. Controlul fazei se face prin intermediul unor circuite electronice extrem de precise, utilizate în cele mai moderne echipamente. Aparatul realizat creează, în cazul funcţionării ciclice posibilitatea de a obţine informaţii vizuale asupra proceselor tranzitorii din circuitele studiate. Numărul alternanţelor după care se întrerupe alimentarea circuitului poate fi modificat.

Tot în cadrul prezentei lucrări au fost proiectate elementele schemei aparatului:

— circuit pentru formarea impulsurilor de comandă de la reţea (tranzistoarele T_1, T_2);
— circuitul formator de tensiune liniar variabilă (tranzistoarele T_3, T_4);
— comparatorul de nivel echilibrat;
— circuitele pentru comanda tiristoarelor.

Comutatorul electronic sincron propus (fig. 4) a fost proiectat şi realizat, iar încercările experimentale (fig. 8, 9) au confirmat avantajele sale în comparaţie cu cele întîlnite în literatură (fig. 1).

Bibliografie

[1] *Felea, I.*, ş.a. Circuite cu tranzistoare în industrie, vol. I, II. Ed. Tehnică, Bucureşti, 1963.

[2] *Goldenberg, L. M.*, Teoria i rascet impulisnîh ustroistv na poluprovodnşcovîh priborax. Izd. Sviazi., 1969.

[3] *Hayashi, C.*, Non linear oscilations physical systems. Mc Gaw—Hill Book Company, 1964.

[4] *Popescu, I.*, Untersuchung des Übergangsprozesses im zweifachen elektrischen Ferroresonanz kreis. In: Internationales Wisenschaftliches Kolloguium, Heft 5, T.H. Ilmerau 1969, R.D.G.

[5] *Merril, L. C.* şi *Slater, T. C.*, Linear sweep — voltage generator and precision amplitude comparator using tranzistors. În: Electrical Communication, v. 33, nr. 3, sept. 1956,

[6] *Tişenko, A. M.*, Rascet i proistprobanie impulisnîh ustroistv na tranzistorah. Izd. Sovetskoc Radio, 1964.

[7] *Weinrich, C.*, Sisteme de reglare unificate pentru procese rapide, vol. I, II. Bucureşti, Ed. Tehnică, 1970.

Intrat în redacţie la 25.II.1972

Influenţa acoperirii metalice a plăcuţelor camerelor de stingere asupra procesului de deconectare

VASILE TRUŞCĂ* — Bucureşti

CZ 621.316.57.064.42

Lucrarea de faţă prezintă unele concluzii obţinute în timpul studiilor efectuate asupra influenţei pe care o au acoperirile metalice ale plăcuţelor camerelor de stingere în procesul de deconectare în aparatele de comutaţie de joasă tensiune. Criteriul de apreciere în acest caz s-a considerat puterea şi energia dezvoltată de arcul electric. Analiza arcului de curent alternativ este complicată, datorită schimbărilor fundamentale fizico-chimice şi de cîmp care apar în procesul de deconectare în prezenţa arcului electric din aparatele de comutaţie. O mărime importantă, care în ultimul timp a fost tot mai des amintită şi în funcţie de care se poate aprecia comportarea la deconectare a aparatelor de comutaţie este puterea, respectiv energia care se dezvoltă în arcul electric în procesul de deschidere a aparatului. Problema complicată care a apărut a fost aceea de a construi un aparat capabil să pună în evidenţă aceste mărimi, respectiv multiplicarea electrică a valorilor instantanee ale tensiunii arcului electric şi curentul din arc şi apoi integrarea mărimii obţinute, în timp.

În acest caz puterea instantanee are expresia :

$$p_a(t) = u_a^{\cdot}(t) \cdot i_a(t) \qquad (1)$$

unde u_a este tensiunea arcului electric iar i_a, curentul din arc.

Energia maximă dezvoltată în arcul electric se poate scrie, în acest caz, astfel :

$$W_{max} = \int_0^{t_{max}} p(t)\, dt. \qquad (2)$$

La tipul de camere de stingere folosite se montează plăcuţe feromagnetice prevăzute cu o nişe, aşa cum se vede în figura 1.

Coloana arcului electric este atrasă în nişe cu o forţă

$$F = 2\pi i^2 \frac{lh}{\delta_0} \cdot \frac{l}{h-a} \cdot 10^{-7} N, \qquad (3)$$

unde h şi δ_0 sînt notate pe figura 1, b iar l este grosimea pachetului de plăci.

După cum se vede din relaţia (3), forţa de atracţie creşte cu cît distanţa a faţă de fundul nişei scade.

În practica curentă, plăcuţele de stingere nu se folosesc neprotejate cu un material de acoperire, în primul rînd datorită faptului că fierul este corodat şi în al doilea rînd că are conductivitate termică mai redusă şi o mobilitate a piciorului arcului pe plăcuţă mai scăzută.

Procedeul cel mai raţional şi perfecţionat de izolare a metalelor, care în ultimul timp a căpătat o răspîndire în industrie este procedeul de acoperire pe cale electrolitică [5].

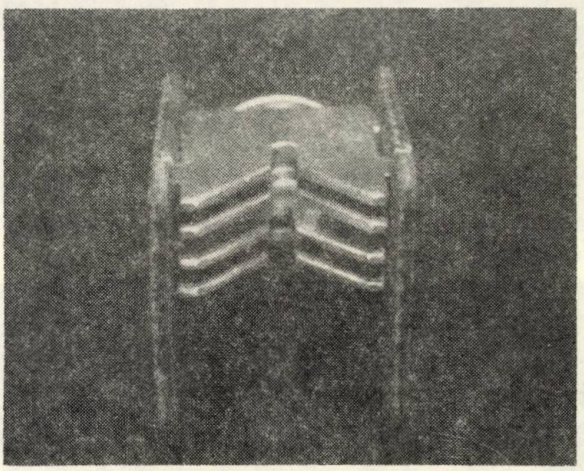


Fig. 1 a. Fotografia camerei de stingere

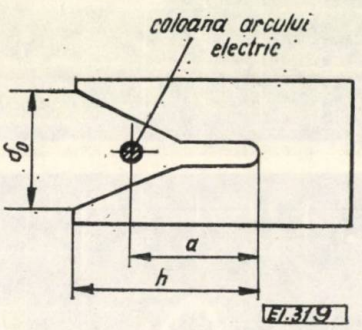


Fig. 1 b. Plăcuţa camerei de stingere.

După cum se ştie una din condiţiile principale pe care trebuie să o îndeplinească o acoperire de protecţie este relaţia electrochimică dintre metalul acoperirii şi metalul de bază. Metalul acoperirii trebuie să aibă un potenţial electric mai negativ decît obiectul supus acoperirii.

În lucrarea de faţă s-a scos la iveală o influenţă importantă a materialului de acoperire asupra mişcării arcului electric în camera de stingere, asupra tensiunii de ardere a arcului electric, asupra vitezei de deionizare, după trecerea prin zero respectiv asupra puterii şi energiei dezvoltate în arc.

În ciuda unui foarte mare număr de studii asupra camerelor cu plăcuţe de stingere, încă nu sînt elucidate în suficientă măsură toate influenţele care apar. De aceea s-a încercat să se înlăture unele neclarităţi, să se răspundă încă la unele probleme deschise şi să se pună la

* Ing. *V. Truşcă* este asistent la Facultatea de Electrotehnică din I.P.B

dispoziţie indicaţii privind alegerea materialului de acoperire a plăcuţelor de stingere.

Ca materiale de încercat au fost folosite zincul (Zn), zincul pasivizat Zn(p), cadmiu (Cd), cupru (Cu), argintul (Ag) şi cromul (Cr).

1. Încercări efectuate

Încercările au fost efectuate pe camerele de stingere ale unui contactor uzual de 40 A, de construcţie indigenă de tipul AC_3 reprezentat în figura 2.

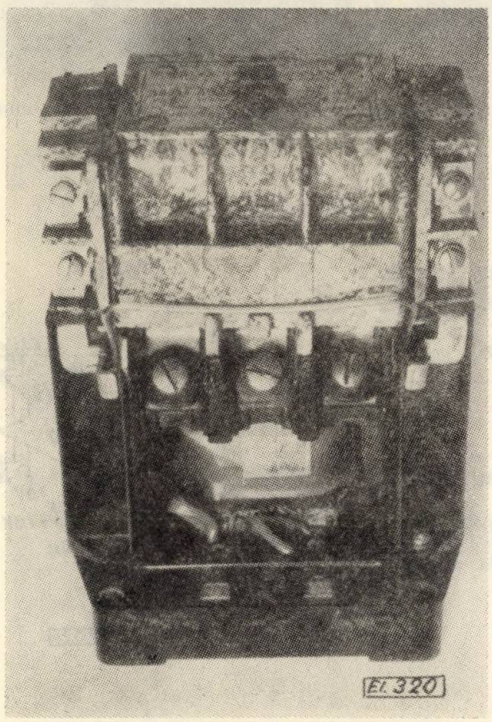


Fig. 2. Contactul încercat de tip AC3—40A.

Camerele cu plăcuţe sînt interschimbabile şi au fiecare cîte patru plăcuţe pe loc de rupere. Contactorul încercat este cu mişcare de translaţie şi este prevăzut cu rupere dublă pe fiecare pol. Grosimea unei plăcuţe este 0,8 mm, iar distanţa medie dintre două plăcuţe de 2 mm. Forma tăieturii plăcuţelor se poate vedea în figura 1, b. Materialul de bază al plăcuţelor este oţelul, iar grosimea straturilor de acoperire a fost în cazul tuturor acoperirilor aproximativ de 10 microni.

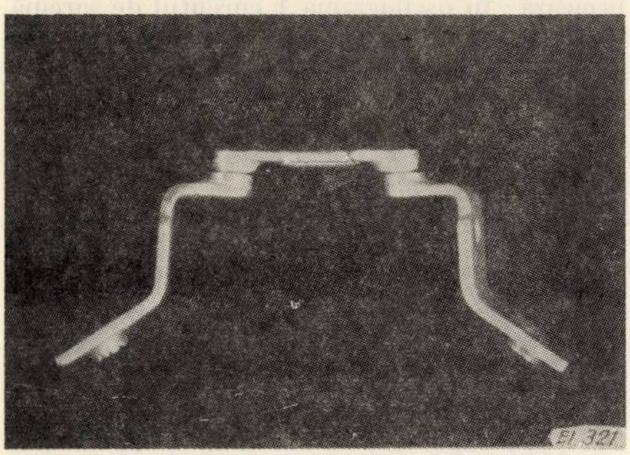


Fig. 3. Sistemul de contacte pentru polul încercat.

În figura 4 este prezentată schema electrică de încercare alimentată din reţeaua de 3×380 V,

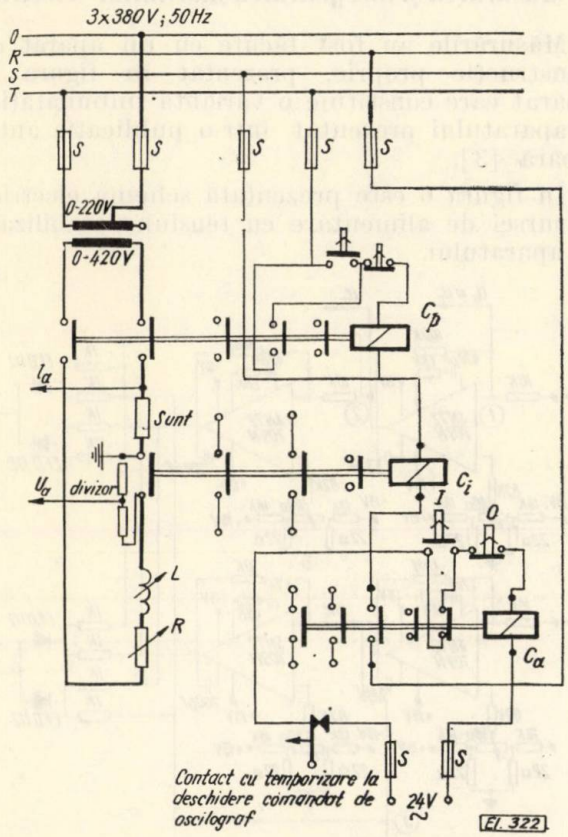


Fig. 4. Schema electrică a instalaţiei de încercare.

50 Hz printr-un transformator reglabil de 38 kVA, cu o tensiune secundară reglabilă pînă la 420 V_{ef}.

Deoarece circuitul de încercare este monofazat s-a considerat ca tensiune de încercare, tensiunea polului care întrerupe primul. În cazul de faţă $\frac{1{,}5 \cdot \sqrt{2} \cdot 380}{\sqrt{3}}$ V_{ef}.

Pentru încercări s-a folosit curentul de $2 \times I_N$ adică 80 A. Pentru ca aparatul să fie pus în condiţii cît mai apropiate de cele reale, s-a făcut un număr de aproximativ 40 de încercări pentru fiecare cameră, luîndu-se pentru comparaţie acele încercări care au corespuns fazei curentului de 36 grade electrice, după trecerea prin zero a curentului, admiţîndu-se o abatere de ± 2 grade electrice faţă de valoarea aleasă. Pentru încercări s-a asigurat un cos $\varphi = 0{,}25$, folosindu-se ca sarcină inductanţe în aer în serie cu rezistenţele corespunzătoare. Notaţiile de pe schema electrică de încercare au următoarele semnificaţii: C_s — contactor

de protecție; C_a — contactor auxiliar; C_i — contactorul de încercat.

Mărimile de măsură s-au culeș pentru curentul u_a la un șunt, iar pentru tensiunea u_a de la un divizor de tensiune rezistiv, așa cum se vede pe figura 4.

2. Măsurarea și înregistrarea mărimilor electrice

Măsurările au fost făcute cu un aparat de construcție proprie, prezentat în figura 5, aparat care constituie o variantă îmbunătățită a aparatului prezentat într-o publicație anterioară [3].

În figura 6 este prezentată schema electrică a sursei de alimentare cu tensiune stabilizată a aparatului.

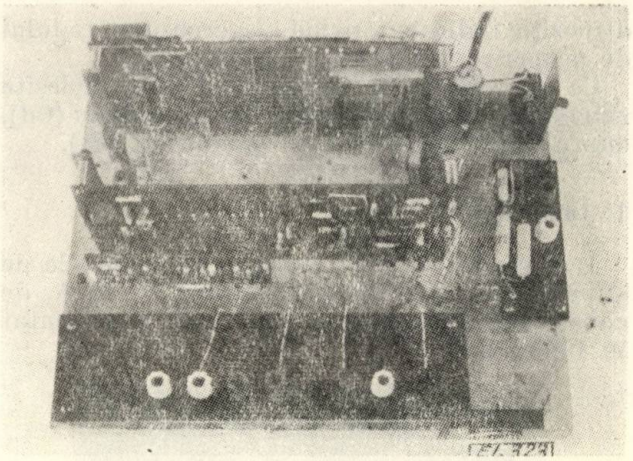


Fig. 5 a. Fotografia aparatului pentru măsurarea mărimilor studiate.

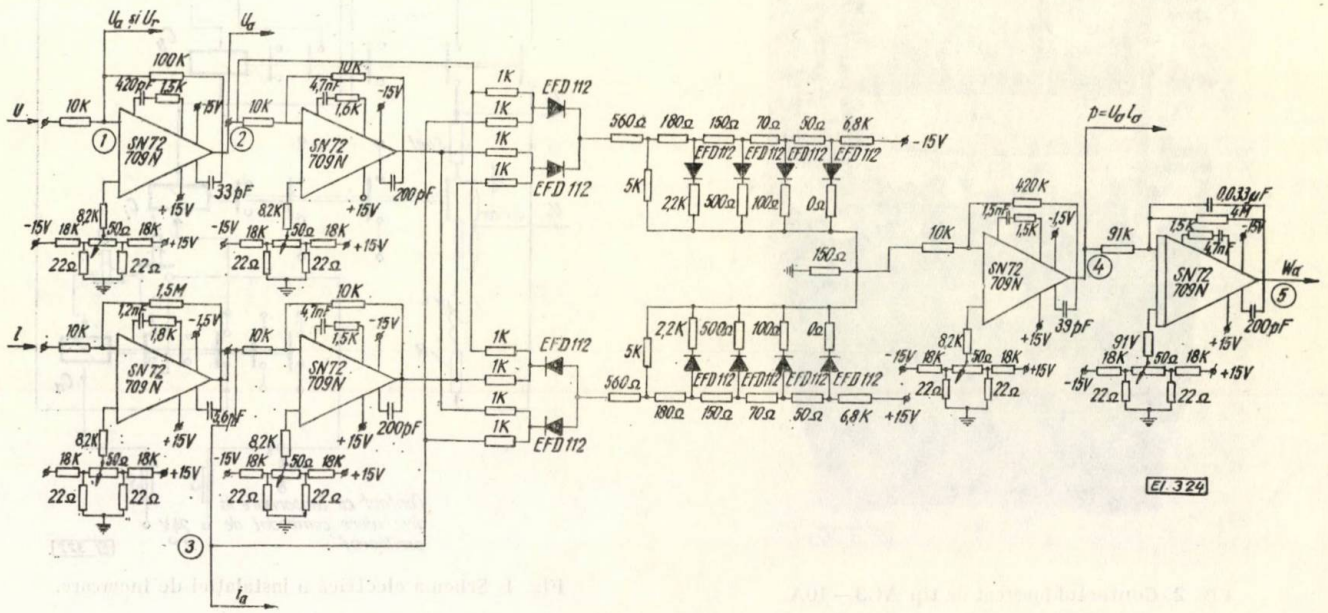


Fig. 5 b. Schema electronică detaliată a aparatului pentru măsurarea mărimilor studiate.

La fiecare încercare s-au înregistrat curentul de sarcină respectiv și curentul din arc, tensiunea arcului electric, tensiunea arcului electric împreună cu tensiunea de restabilire, puterea instantanee dezvoltată în arc și energia dezvoltată în arc.

În figura 7 sînt reprezentate după cum urmează: în oscilograma 1 curentul de sarcină, în oscilograma 2 tensiunea sursei, iar în oscilograma 3 tensiunea arcului și tensiunea de restabilire.

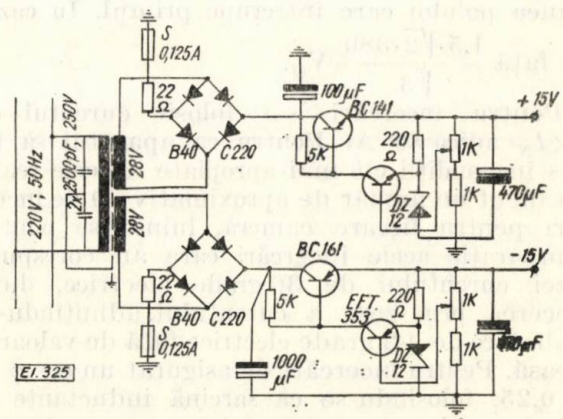


Fig. 6. Schema electrică a sursei de alimentare cu tensiune stabilizată.

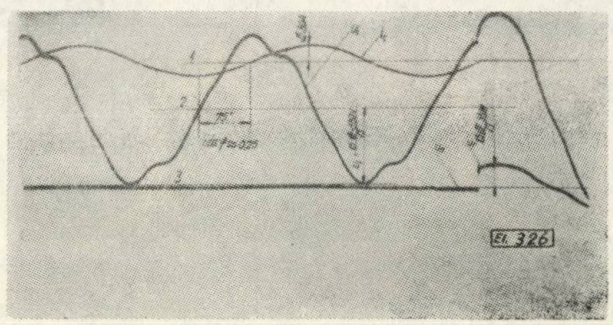


Fig. 7. Oscilogramele tensiunii și curentului pentru determinarea cos φ.

În figura 8 sînt reprezentate oscilogramele obținute la încercarea camerelor la care s-a folosit ca material de acoperire pentru plăcuțele de stingere Zn (p), și anume: în oscilograma 1 s-a înregistrat curentul de sarcină, respectiv

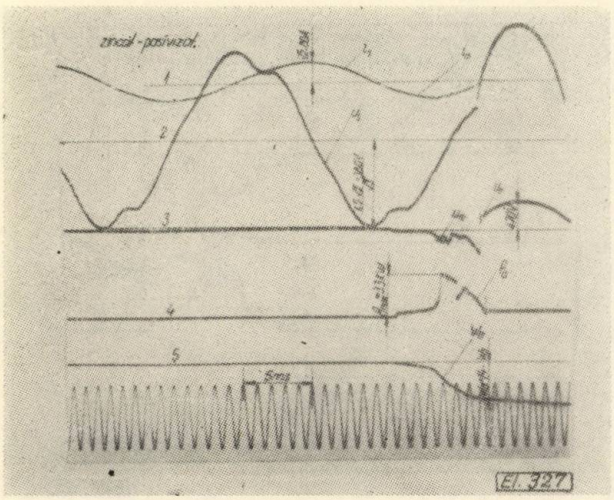


Fig. 8. Oscilogramele mărimilor electrice pentru plăcuțele zincat-pasivizate.

curentul din arc; în oscilograma 2 tensiunea arcului electric la o scară mai mare; în oscilograma 3 tensiunea arcului la o scară mai mică împreună cu tensiunea de restabilire; în oscilograma 4 puterea instantanee dezvoltată în arc; în oscilograma 5 energia dezvoltată în arc, iar în oscilograma 6 este reprezentată baza de timp.

În figurile 9—13 sînt reprezentate aceleași oscilograme ca mai sus pentru plăcuțe cadmiate respectiv zincate, argintate, cuprate și cromate.

Înregistrările au fost făcute cu ajutorul unui oscilograf de tipul OSCILOMAT-SIEMENS cu șapte canale cu tuburi catodice, avînd posibilitatea de măsurare a fenomenelor pînă la 200 kHz.

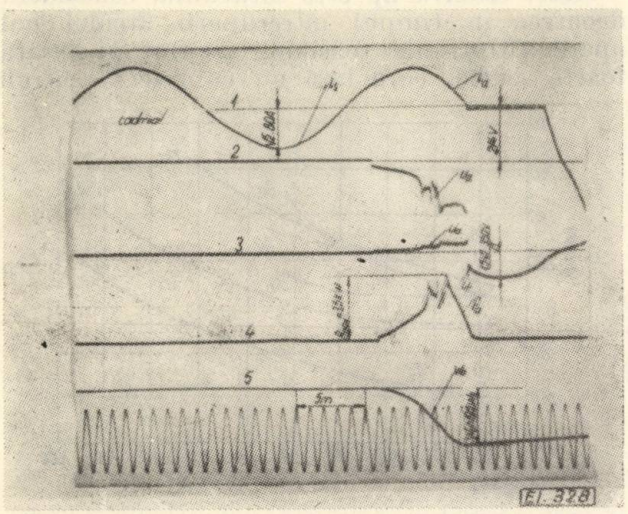


Fig. 9. Oscilogramele mărimilor electrice pentru plăcuțele cadmiate.

Racordurile de la oscilograf la aparatul de măsură s-a făcut cu cabluri coaxiale. În schema aparatului de măsură prezentat în figura 5, b s-a notat cu: *1* — punctul din care se culege tensiunea arcului și tensiunea de restabilire;

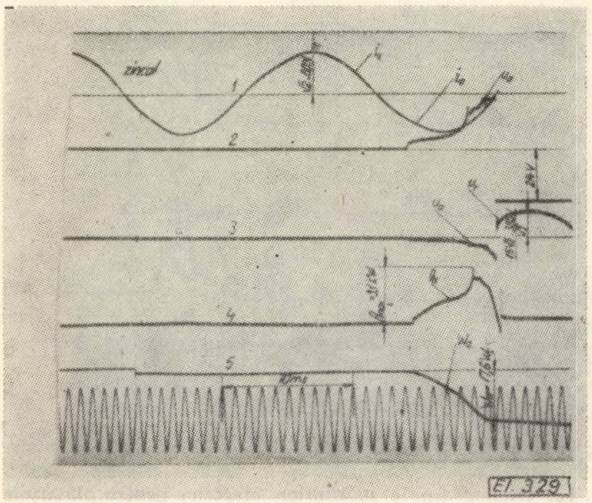


Fig. 10. Oscilogramele mărimilor electrice pentru plăcuțele zincate.

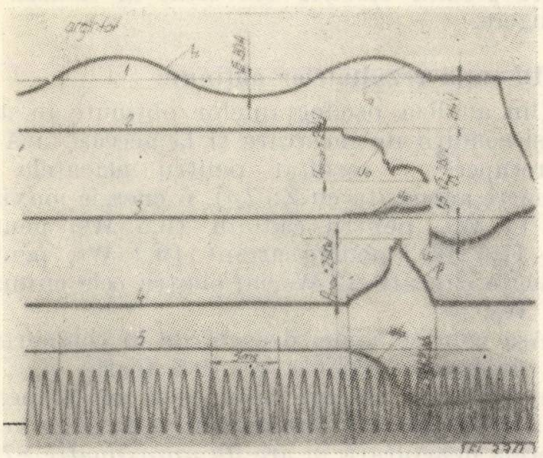


Fig. 11. Oscilogramele mărimilor electrice pentru plăcuțele argintate.

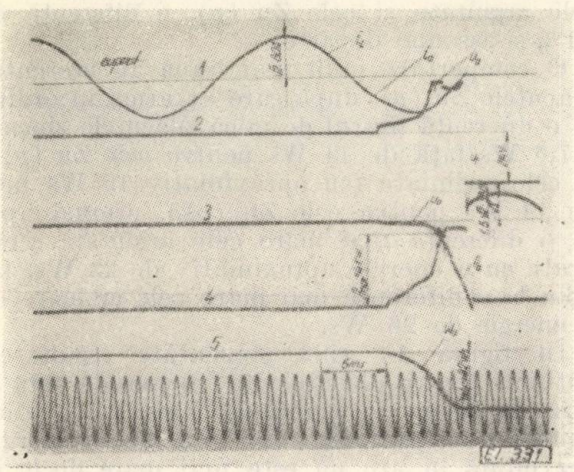


Fig. 12. Oscilogramele mărimilor electrice pentru plăcuțele cuprate.

2 — punctul din care se culege tensiunea arcului electric; *3* — punctul din care se culege curentul din arc; *4* — punctul pentru racordul de măsurare a puterii instantanee a arcului; *5* — punctul din care se culege energia corespunzătoare arcului electric dezvoltat în camera de stingere.

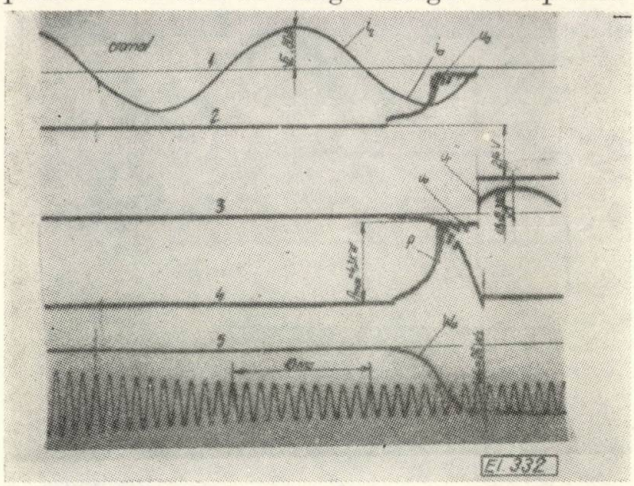


Fig. 13. Oscilogramele mărimilor electrice pentru plăcuţele cromate.

3. Discuţia rezultatelor obţinute

Din analiza oscilogramelor obţinute în aceleaşi condiţii de încercare şi la aceeaşi fază de întrerupere a rezultat pentru plăcuţele de stingere acoperite cu Zn (*p*), o energie maximă de 14 Ws, pentru cadmiu 19,5 Ws, pentru Zn 17,6 Ws, pentru argint 19,2 Ws, pentru plăcuţe cuprate 22 Ws, iar pentru cele cromate 26 Ws.

Aşa cum se vede, deosebirile în comportare ale diverselor plăcuţe rezultă foarte clar. De exemplu între plăcuţe cromate şi cele acoperite cu Zn (*p*), apare o diferenţă în ceea ce priveşte energia dezvoltată în arc de aproximativ 87%.

Între cele cuprate şi cele zincat-pasivizate apare o diferenţă de aproximativ 57%, între cele argintate şi cele Zn (*p*), o diferenţă de 50% şi aşa mai departe.

O comportare mult mai bună au prezentat plăcuţele Zn (*p*), după care ar urma în ordine la o diferenţă destul de mică plăcuţele zincate (17,6 Ws faţă de 14 Ws pentru cele Zn (*p*)), şi cele cadmiate (cu aproximativ 19 Ws faţă de 14 Ws pentru cele Zn (*p*)), urmînd apoi la o diferenţă mai mare cele argintate şi cuprate cu o energie aproximativ de 22 Ws, iar apoi la o diferenţă mai mare cele cromate cu o energie de 26 Ws.

În figura 14 sînt prezentate rezultatele obţinute pentru plăcuţele Zn (*p*) considerîndu-se faza de trecere a curentului prin zero, adică pentru o semiperioadă. Nici în acest caz energia dezvoltată în arc nu este mai mare decît în cazul cromului, la care s-a considerat faza de 36 grade după trecerea prin zero. Din forma tensiunii arcului se poate observa o tendinţă accentuată de stingere a arcului, apărînd foarte des tendinţa de scădere către zero a tensiunii arcului. Acest lucru se poate observa şi pe oscilograma puterii instantanee.

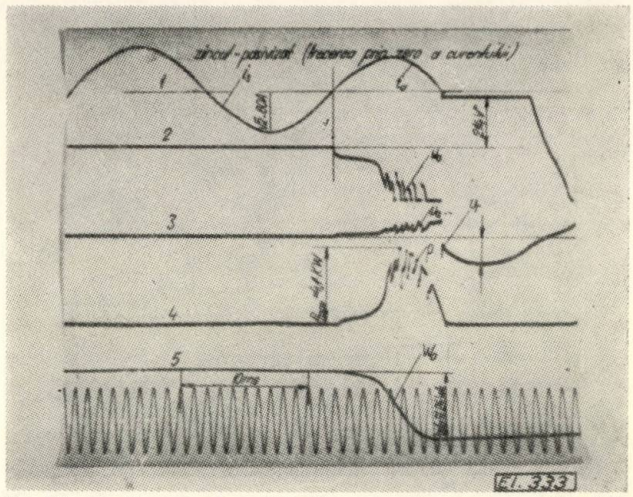


Fig. 14. Oscilogramele mărimilor electrice pentru plăcuţele zincat-pasivizate (înregistrate la trecerea prin zero a curentului).

Concluziile la care s-a ajuns în ceea ce priveşte eficacitatea stingerii arcului electric luînd ca criteriu energia minimă dezvoltată în arc sînt în concordanţă şi cu unele concluzii care s-au desprins din lucrarea [4], concluzii la care s-a ajuns considerîndu-se alte criterii de apreciere. Încercările s-au efectuat pe camera de stingere a unui întrerupător uzual cu un circuit nominal de 400 A. Încercările au fost efectuate pentru curenţi cuprinşi între 0 şi 1 000 A. Forma plăcuţelor a fost asemănătoare cu cea prezentată în figura 1.

Primul criteriu care s-a avut în vedere a fost acel al valorii maxime a tensiunii de ardere a arcului electric în funcţie de curentul de încercat aşa cum se vede în figura 15.

Acest criteriu nu este totdeauna concludent deoarece în timpul întreruperii arcului pot apare vîrfuri ale tensiunii arcului pe durată foarte scurtă, care însă nu conduc la energii

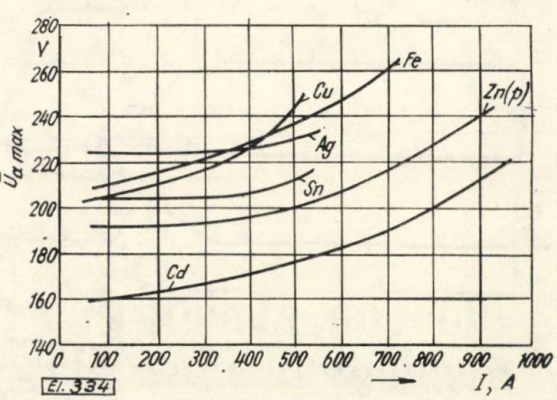


Fig. 15. Diagramele tensiunii de ardere a arcului electric în funcţie de intensitatea curentului întrerupt pentru diverse materiale de acoperire a plăcuţelor de stingere.

însemnate în coloane de arc. Încercările au fost făcute pentru plăcuţe cuprate, cadmiate, cositorite, argintate, zincate, zincat-pasivizate şi plăcuţe din oţel neacoperite. Aşa cum rezultă din figură, tensiunea de ardere a arcului este mai mare tocmai pentru acele materiale care au o energie dezvoltată în arc mai mare, adică o mai proastă proprietate în ceea ce priveşte stingerea arcului electric (Cu, Ag, Sn, OL). Aceasta poate fi explicată eventual prin proprietăţile de material şi prin mobilitatea arcului electric.

La întrerupătoarele la care limitarea curentului de scurt-circuit este dictată şi de amplitudinea tensiunii arcului electric, ar fi probabil mai indicat ca plăcuţele să fie cuprate. Un alt criteriu de apreciere a fost acel al duratei de ardere al arcului în funcţie de curentul întrerupt. Rezultatele se pot vedea în figura 16.

Acest criteriu este însă destul de subiectiv în special în curent alternativ unde stingerea arcului este facilitată de trecerea curentului prin zero. De exemplu contactorul încercat în lucrarea de faţă întrerupe curenţi între I_n şi 8 I_n, totdeauna într-o semiperioadă, deci în acelaşi timp. În general contactoarele AC_3 fabricate întrerup curenţii între I_n şi 8 I_n la tensiunea nominală, într-o semiperioadă. De exemplu între 100 şi 800 A, pentru contactorul AC_3 de 100 A, adică o plaje destul de mare de curent. Pentru acest curent nu este indicat a se încerca deoarece se poate ajunge la o distrugere a contactelor şi camerei de stingere după un număr foarte redus de încercări.

Interesant este însă la această încercare faptul că există pentru toate materialele încercate un domeniu critic la curenţi mici, la care durata de ardere a arcului este relativ mare. Pentru curenţi mai mari adică între 300 şi 900 A există diferenţe mari, după cum rezultă din diagrame.

Ca urmare a rezultatelor obţinute, materialele au fost împărţite în următoarele trei grupe:

a) Cu, Ag, au o comportare proastă în domeniul curenţilor mari;

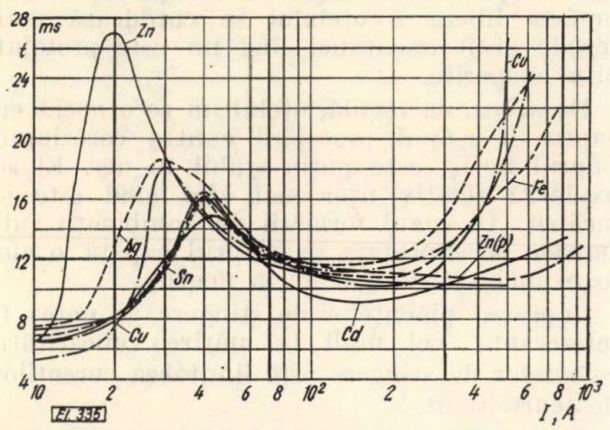


Fig. 16. Diagramele duratei de ardere a arcului electric în funcţie de curentul întrerupt pentru diverse materiale de acoperire a plăcuţelor de stingere.

b) oţelul neacoperit cu o comportare medie (neinteresant însă, deoarece oţelul neacoperit corodează puternic);

c) Cd, Zn şi Zn(p) au o comportare bună în domeniul curenţilor mari.

În legătură cu aceasta este interesant să se arate că aceste grupe ale clasificării materialelor corespund concluziilor din lucrarea [7], unde s-a luat ca criteriu de studiu mişcarea petei catodice pe diverşi electrozi executate din diferite materiale. Materialele care dau cele mai bune rezultate în ceea ce priveşte studierea arcului sînt tocmai acelea la care mişcarea petei catodice (mobilitatea arcului) este mai redusă, adică Zn, Zn(p), Cd.

Prin studierea urmelor arcului pe plăcuţe de stingere după mai multe întreruperi se poate stabili că arcul electric are o mişcare mai lentă la plăcuţele zincate, zincat-pasivizate şi cadmiate în comparaţie cu cele la plăcuţele cuprate, argintate sau cositorite.

În lucrarea [4] se prezintă şi rezultatele unor filmări care au fost făcute asupra diverselor tipuri de plăcuţe. De exemplu la plăcuţele de stingere argintate şi cuprate, particulele de arc electric se mişcă foarte neregulat în interiorul camerei de stingere. Unele din particulele de arc electric părăsesc mai devreme marginile superioare ale plăcuţelor.

Nici în cazul plăcuţelor zincate, zincat-pasivizate şi cadmiate nu s-a observat o deplasare ordonată a coloanei arcului spre exterior, dar s-a putut constata o deplasare mai lentă a coloanei arcului şi deci un contact mai prelungit între coloana arcului şi plăcuţele de stingere în zona dintre plăcuţe ceea ce favorizează o stingere mai eficientă.

În lucrarea [4] se prezintă o serie de diagrame prezentate în figura 17, în care se prezintă frecvenţa de apariţie F, a fenomenului de des-

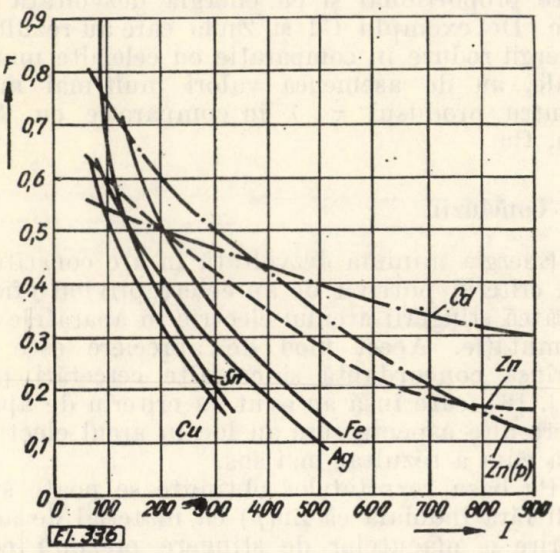


Fig. 17. Diagramele frecvenţei de apariţie a descărcărilor întunecate în funcţie de intensitatea curentului întrerupt pentru diverse materiale de acoperire a plăcuţelor de stingere.

Tabela 1

Materialul	Densitatea ρ, g/cm³	Conductivitatea termică λ W/cm °C	Căldura specifică volumică c, WS/cm³ °C	Temperatura de vaporizare τ, °C	Căldura specifică de vaporizare C_v, WS/cm³	Lucrul de ieşire W_e, e V	Tensiunea de ionizare V_i V	$\tau.\lambda$ W/cm
Cu	8,94	3,93	3,45	2 595	42 900	4,4	7,7	10 200
Ag	10,5	4,18	2,44	2 212	22 800	4,74	7,6	9 250
Sn	7,29	0,64	1,6	2 270	8 300	4,38	7,3	1 450
OL	7,87	0,586	3,6	2 280	57 700	4,63	7,8	1 690
Cd	8,65	0,693	1,5	767	7 820	4,1	9	530
Zn	7,14	1,1	2,75	906	13 000	4,24	9,4	997

cărcare întunecată în funcţie de curentul de încercat.

În lucrarea [8] s-a studiat apariţia curentului post arc şi nu este lipsit de sens să arătăm că materialele la care nu apare nici un curent post arc sînt Zn şi Cd. Este evident că există o strînsă legătură între curenţii post arc şi posibilitatea apariţiei unei descărcări întunecate.

În tabela 1 sînt prezentate unele constante fizice pentru materialele considerate în lucrare.

Aşa cum rezultă din tabelă apare imediat o mare deosebire între mărimile pentru Zn şi Cd în comparaţie cu celelalte metale şi anume o foarte joasă temperatură de vaporizare şi o foarte înaltă tensiune de ionizare. Seria pentru metalele considerate este ordonată de la valorile mari spre cele mici ale produsului $\tau \cdot \lambda$ aşa cum urmează: Cu, Ag, OL, Sn, Zn, Cd. De asemenea tensiunea de ardere a arcului electric este proporţională cu produsul $\tau \cdot \lambda$, aşa cum rezultă din figura 13. Produsul $\tau \cdot \lambda$ este proporţional şi cu energia dezvoltată în arc. De exemplu Cd şi Zn la care au rezultat energii reduse în comparaţie cu celelalte materiale, au de asemenea valori mult mai mici pentru produsul $\tau \cdot \lambda$ în comparaţie cu Ag, Sn, Cu.

4. Concluzii

Energia minimă dezvoltată în arc constituie un criteriu potrivit de apreciere privind eficacitatea stingerii arcului electric în aparatele de comutaţie. Acest mod de apreciere este în strînsă concordanţă şi cu alte cercetări [4], [7], [8], care însă au avut ca criteriu de apreciere alte aspecte care au loc în arcul electric, aşa cum a rezultat mai sus.

Pe baza rezultatelor obţinute se poate stabili fără indoială că Zn(p) ca material de acoperire a plăcuţelor de stingere prezintă cele mai bune rezultate în comparaţie cu alte materiale încercate.

Se poate spune de asemenea că o mai redusă mobilitate a piciorului arcului electric împiedică o ieşire prematură a arcului în afara camerei de stingere şi deci o stingere mai eficientă.

O refacere a rigidităţii dielectrice rapidă după trecerea curentului prin zero este în strînsă concordanţă cu temperatura de vaporizare, ceea ce poate conduce la o termoemisie mică a electronilor din catod şi ca urmare existenţa unei tensiuni de ionizare ridicate, aşa cum este cazul vaporilor de Zn, de exemplu. Din cauza proprietăţilor fizice asemănătoare, se apropie de această comportare Cd şi Zn, fără pasivizare cu ceva mai proastă acţiune de stingere a arcului. Metalele Cu, Ag, care prezintă o mobilitate mare a piciorului arcului electric, au în acelaşi timp o tensiune de ardere a arcului electric ridicată, deci o energie dezvoltată în arc mai mare şi ca urmare condiţii mai proaste de stingere a arcului. Cuprul de exemplu pe scara electrochimică a tensiunilor, se găseşte în grupa metalelor electropozitive, deci el nu este indicat ca material de protecţie contra coroziunii atmosferice pentru OL şi aliajele sale. Mai mult, din cauza diferenţei mari între potenţialul cuprului şi al fierului, în cazul cînd acoperirea cu cupru se curăţă rapid, suprafaţa liberă a oţelului se corodează mai repede decît ca atunci cînd nu este protejat prin acoperire.

De aceea, ca regulă, oţelul nu se acoperă cu cupru în scopul protejării contra coroziunii. Cuprul însuşi este puţin stabil în aer. El se oxidează relativ uşor mai ales cînd este şi încălzit. În cazul formării de combinaţii sulfuroase pe suprafaţa sa, cuprul capătă o culoare închisă (de cafeniu la negru).

Cuprarea plăcuţelor de stingere ar putea fi interesantă cel mult la mărirea eficacităţii camerelor de stingere prin limitarea curenţilor de scurtcircuit.

Deci dacă se dispune de un aparat potrivit de măsurare a puterii şi energiei dezvoltate

în arc, se pot trage concluzii folositoare privind eficacitatea stingerii arcului electric. În cazul de față aparatul construit îndeplinește cu succes aceste cerințe. Banda de frecvență foarte largă (pînă aproximativ de 1 MHz) precum și ușoara adaptabilitate prin șunt și divizor la orice fel de aparat de comutație, atît de joasă cît și de înaltă tensiune, îl face foarte util.

Trebuie să se precizeze însă că rezultatele obținute sînt valabile pentru tipul de camere de stingere încercate și cel mult pentru tipuri asemănătoare și că ele nu pot fi aplicate fără rezervă la orice tip de cameră de stingere cu forme geometrice cu totul și cu totul diferite și pentru alte domenii de curenți și proprietăți fizico-chimice ale materialelor folosite.

Deoarece rezultatele obținute sînt asemănătoare cu cele din lucrarea [4], în care s-au făcut încercări pe camere de stingere asemănătoare și pentru un domeniu mai mare de curenți, se poate considera că concluziile la care s-a ajuns acoperă cu o aproximație destul de acceptabilă, o plaje destul de mare de curenți (0—1 000 A).

Bibliografie

[1] *Tietze, U.* și *Schenck, Ch. Halbleiter* — Schaltungstechnik. Berlin, Heidelberg. New-York, Springer-Verlag, 1971.

[2] *Kogan, B.* Ia. Dispozitive electronice de modelare București, Editura tehnică, 1964.

[3] *Trușcă, V.* Cu privire la măsurarea puterii și energiei arcului electric în aparatele de comutație. În : Electrotehnica **19**, nr. 10, oct 1971, p. 384—392.

[4] *Sead Krajinič* și *N. Idrizbegovič.* Einfluss des Löschblechwerkstoffes auf die Niederspannungs — Lichtbogenlöschung. În : ETZ-A **92**, nr. 2, feb 1971, p. 81—86.

[5] *Leiner, V. I.* Bazele galvanostegiei, vol. I, București Editura tehnică, 1956.

[6] *Burkhard, G.* Über die Ausbildung der Teillichtbögen in Löschblechkammer. In : Elektrie **16**, nr. 8, aug 1962, p. 270—276.

[7] *Gaulrapp, K.* Untersuchung der Elektrischen Eigenschaften des abreisbogens. In : Ann. Phys. **25**, 1963, p. 705—727.

[8] *Thompson, E. H.* și *Aupetit,* M. Contribution à l'étude du milieu post-arc des contacteurs. In : Rev. gén. Electr. 73, nr. 5, mai 1964, p. 270—280.

Intrat în redacție la 24.IV.1972

Termometru cu termistor cu scala liniară

IACOBOVICI SORIN* — **București**

CZ 621.317.39 : 536.531

Problema tratată în cadrul prezentului articol constă în obținerea unei legi liniare de variație a curentului funcție de temperatură pornind de la legea exponențială de variație a rezistenței R_T a termistorului cu temperatura :

$$R_T = R_0 \cdot e^{B\left(\frac{1}{T}-\frac{1}{T_0}\right)} \qquad (1)$$

unde :

T_0 este temperatura la începutul scalei, în grade Kelvin ;

R_0 — rezistența termistorului la temperatura T_0

$$R_0 = R_{°25°C} \cdot e^{B\left(\frac{1}{T°}-\frac{1}{298°K}\right)}. \qquad (2)$$

În cele ce urmează această problemă este rezolvată pornind de la faptul că, prin alegerea adecvată a elementelor punții, abaterea de la liniaritate a variației tensiunii de ieșire a acesteia funcție de temperatură $U_D = f(T)$ este minimă.

Aparatul prezentat în cele ce urmează are termistorul folosit drept traductor de temperatură montat în unul din brațele unei punți și are schema bloc prezentată în figura 1.

Tensiunea $U_D = R_D \cdot I_D$, culeasă de pe diagonala detectoare a punții, este adusă la intrarea unui amplificator de c.c., care are rolul de a o amplifica pînă la nivelul necesar pentru o

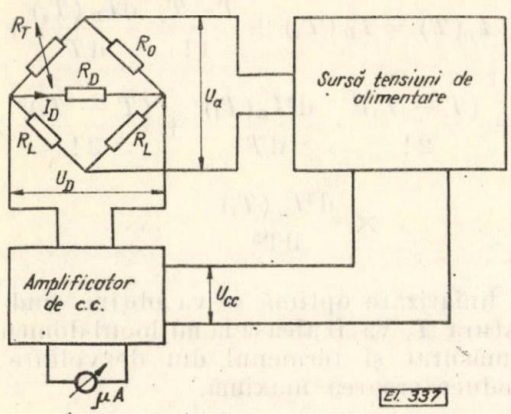


Fig. 1. Schema bloc a unui termometru cu termistor cu scală liniară

deviație corespunzătoare a instrumentului indicator. Acest amplificator va trebui să aibă, pe lîngă o amplificare foarte stabilă, și o derivă foarte mică. Din această cauză este convenabil de ales rezistența R_D cît mai mică. Alegerea rezistenței R_D de o valoare excesiv de mică

* Ing. *S. Iacobovici* lucrează la laboratorul de aparatură pentru medicină și biologie din I. C. E. — București

ar face să scadă mult sensibilitatea punții $S = \frac{dU_D}{dT}$.

Deci valoarea rezistenței R_D va trebui aleasă astfel, încît să se realizeze un compromis între dezideratul obținerii unei derive cît mai mici și cel al obținerii unei sensibilități cît mai bune a punții termometrice. Această valoare odată aleasă, urmează a se calcula rezistența R_L plecînd de la necesitatea obținerii unei abateri minime de la liniaritate a lui $U_D = f(T)$.

Un alt considerent de care trebuie să se țină seama la proiectarea punții este alegerea tensiunii de alimentare U_a astfel încît termistorul să nu intre în regiunea neliniară a caracteristicii sale voltamperice, deci alegerea unei tensiuni de alimentare care să asigure funcționarea termistorului ca o rezistență pură. Notînd U_{R_T} tensiunea aplicată termistorului care asigură îndeplinirea acestei condiții și care poate fi obținută cunoscînd caracteristica voltamperică a termistorului folosit, se poate calcula U_a după calcularea rezistenței R_L:

$$U_a = \frac{R_L + R_0}{R_0} \cdot U_{R_T}. \tag{3}$$

În cele ce urmează vor fi expuse considerații privind proiectarea punții cu caracteristica $I_D = f(T)$ liniarizată în domeniul de temperaturi de măsurat.

Fie temperatura T (°K) o temperatură aparținînd acestui domeniu; funcția $I_D = f(T)$ poate fi dezvoltată în serie Taylor în jurul acestei valori presupunînd domeniul de temperaturi de măsurat suficient de restrîns:

$$I_D(T) = I_D(T_i) + \frac{T - T_i}{1!} \cdot \frac{dI_D(T_i)}{dT} + \frac{(T - T_i)^2}{2!} \cdot \frac{d^2 I_D(T_i)}{dT^2} + \frac{(T - T_i)^3}{3!} \times \frac{d^3 I_D(T_i)}{dT^3} + \dots \tag{4}$$

O liniarizare optimă se va obține cînd temparatura T_i va fi aleasă la mijlocul domeniului de măsurat și termenul din dezvoltare care introduce eroarea maximă,

$$\frac{(T - T_i)^2}{2!} \cdot \frac{d^2 I_D(T_i)}{dT^2} = 0.$$

Deci condiția de liniaritate maximă care trebuie impusă este:

$$\frac{d^2 I_D(T_i)}{dT^2} = 0 \tag{5}$$

relația (4) devenind:

$$I_D(T) = I_D(T_i) + \left[\frac{T - T_i}{1!} + \frac{(T - T_i)^3}{3!} \times \frac{\frac{d^3 I_D(T_i)}{dT^3}}{\frac{dI_D(T_i)}{dT}} \right] \cdot \frac{dI_D(T_i)}{dT} + \dots \tag{6}$$

Se observă că, neglijînd în relația (6) termenii de ordin superior lui trei, abaterea de la liniaritate este:

$$\varepsilon \approx \frac{(T - T_i)^3}{3!} \cdot \frac{\frac{d^3 I_D(T_i)}{dT^3}}{\frac{dI_D(T_i)}{dT}} \cdot 100\%.$$

Notînd T_f temperatura maximă a domeniului de temperaturi de măsurat, abaterea maximă de la liniaritate este:

$$\varepsilon_{max} = \frac{(T_f - T_i)^2}{3!} \cdot \frac{\frac{d^3 I_D(T_i)}{dT^3}}{\frac{dI_D(T_i)}{dT}} \cdot 100\,(\%). \tag{7}$$

Tot din relația (6) se observă că panta caracteristicii liniarizate, definită ca fiind variația lui I_D pentru o variație a temperaturii cu un grad, este:

$$S = \frac{dI_D(T_i)}{dT} \tag{8}$$

rezultat anticipat în cele de mai sus.

La caracteristica reală $I_D = f(T)$, panta S este maximă pentru $T = T_i$ și scade la capetele intervalului, lucru evident dacă se observă că relația (5) este echivalentă cu existența unui punct de inflexiune la $T = T_i$.

În continuare, folosind relația (1) și configurația de punte aleasă (fig. 2), se determină forma analitică a funcției $I_D = f(T)$. Aplicînd

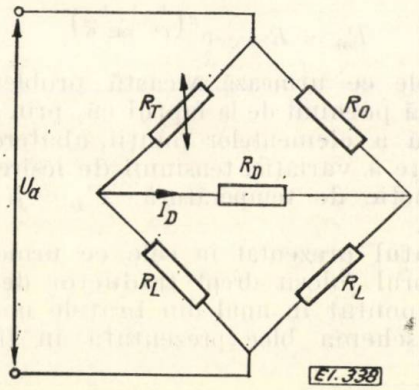


Fig. 2. Schema punții termometrice.

teorema lui Thevenin circuitului din figura 2 și notînd :

$$\theta = \frac{B}{T} - \frac{B}{T_0} \tag{9}$$

se obține o lege de forma :

$$I_D = \frac{a \cdot (e^{\theta} - 1)}{1 + b \cdot e^{\theta}} \tag{10}$$

unde :

$$a = \frac{R_0 \cdot U_a}{R_L \cdot R_0 + R_D \cdot R_0 + R_D \cdot R_L} \tag{11}$$

$$b = \frac{R_0 \cdot [R_L(2R_0 + R_L) + R_D(R_0 + R_L)]}{R_L \cdot [R_L R_0 + R_D(R_0 + R_L)]} \tag{12}$$

$$\frac{dI_D}{dT} = \frac{-B \cdot a \cdot (1 + b) \cdot e^{\theta}}{T^2 \cdot (1 + b \cdot e^{\theta})^2} \tag{13}$$

$$\frac{d^2 I_D}{dT^2} = \frac{B \cdot a \cdot (1 + b) \cdot e^{\theta}}{T^3 \cdot (1 + b \cdot e_{\theta})^2} \cdot \left[\frac{(1 - b \cdot e^{\theta}) \cdot B}{T \cdot (1 + b \cdot e^{\theta})} + 2 \right]. \tag{14}$$

Folosind relațiile (5) și (14) se obține condiția de liniaritate maximă, din care urmează a se calcula rezistența de liniarizare R_L :

$$b = \frac{B + 2 \cdot T_i}{B - 2 \cdot T_i} \cdot e^{-\theta_i} \tag{15}$$

unde :

$$\theta_i = \frac{B}{T_i} - \frac{B}{T_0}.$$

Notînd :

$$\frac{B + 2T_i}{B - 2T_i} \cdot e^{-\theta_i} = n, \tag{16}$$

din relațiile (12) și (16) rezultă relația de calcul a valorii optime a rezistenței R_L :

$$R_L = \frac{R_0(2R_0 + R_D) - nR_0R_D + \sqrt{[nR_0R_D - R_0(2R_0 + R_D)]^2 + 4R_0^2R_D[n(R_0 + R_D) - R_0]}}{2[n(R_0 + R_D) - R_0]}. \tag{17}$$

Din relațiile (8), (11), (13), (15) și (16) se obține valoarea pantei S a caracteristicii $I_D = f(T)$ liniarizată :

$$S = \frac{dI_D(T_i)}{dT} = \frac{-B \cdot (n + 1) \cdot e^{\theta_i} \cdot R_0 \cdot U_a}{T_i^2 \cdot (n \cdot e^{\theta_i} + 1)^2 \cdot (R_L R_0 + R_D R_0 + R_D R_L)} \tag{18}$$

Se demonstrează [4], de asemenea, că :

$$\frac{\frac{d^3 I_D(T_i)}{dT^3}}{\frac{dI_D(T_i)}{dT}} \approx -\frac{B^2}{2 \cdot T_i^4}. \tag{19}$$

Folosind relația (19) în relația (7) rezultă o bună aproximație pentru abaterea maximă de la liniaritate :

$$\varepsilon_{max} \approx -\frac{(T_f - T_i)^2}{3!} \cdot \frac{B^2}{2 \cdot T_i^4} \cdot 100\ (\%) \tag{20}$$

de unde rezultă că eroarea este aproximativ independentă de configurația punții și este cu atît mai mică cu cît $T_f - T_i$ este mai mic, B mai mic și T_i mai mare.

În cele ce urmează se dă un exemplu de calcul al unui termometru de uz medical construit cu un termistor cu următoarele caracteristici :

$R_{25°C} = 30$ kΩ

$B = 4170$°K.

Gama de temperaturi de măsurat este 32° ... 42°C, deci :

$T_0 = 305$°K ; $T_i = 310$°K ; $T_f = 315$°K.

Din formulele (2), (9), (16), (17) și (3) se calculează R_0, θ_i, n, R_L și U_a după ce s-a ales în prealabil rezistența R_D din diagonala punții termometrice. Pentru termistorul ales, o rezistență $R_D = 10$ kΩ satisface atît dezideratul unei derive termice mici, cît și cel al unei sensibilități bune. Elementele menționate mai sus calculate cu această valoare a lui R_D au valorile :

$R_0 = 21{,}75$ kΩ ; $\theta_i = -0{,}220716$; $n = 1{,}6816218$; $R_L = 30{,}17$ kΩ ; $U_a = 0{,}7$ V.

Abaterea de la liniaritate calculată cu formula (20) dă valoarea :

$$\varepsilon_{max} \approx -0{,}39\,\%$$

Panta S a curbei $I_D = f(T)$ liniarizată este (18) :

$$S = -0{,}219\ \mu A/°C.$$

Se poate, de asemenea, calcula abaterea de la liniaritate pornind de la formula (10), cu ajutorul expresiei :

$$\varepsilon_{max} = \frac{I_D(T_f) - S \cdot (T_f - T_i) - I_D(T_i)}{I_D(T_f)} \cdot 100\ (\%). \tag{21}$$

Cu ajutorul formulelor (11), (12) și (10) se calculează, ținînd seama de valorile de mai sus :

$a = 0{,}0129516$ mA ; $b = 1{,}6816218$;

$I_D(T_f) = -0{,}002182527$ mA ; $I_D(T_i) = -0{,}0010894$ mA.

Din formula (21) rezultă: $\varepsilon_{max} = -0{,}33906$ %, valoare foarte apropiată de cea dată de formula aproximativă (20).

Din cele de mai sus rezultă că, pentru domeniul de temperaturi menționat, metoda de calcul descrisă permite obținerea unei punți termometrice cu o liniaritate sensibil mai bună de 0,5%.

Bibliografie

[1] *Hall, J. A.* The measurement of temperature. London, Chapman and Hall, 1966.

[2] *Mahler, F. J.* The multivibrator bridge for temperature measurement. In: J. Sci. Instrum., nr. 7, London, iulie 1967.

[3] *Terny, M.* La mesure des températures au laboratoire et dans l'industrie. Paris, Dunod, 1962.

[4] *Bowman, M. J.* On the linearity of a thermistor thermometer. In: The Radio and Electronic Engineer, vol 39, nr. 4, London, aprilie 1970, p. 209 – 214.

[5] *Ceaușelu, C.* Măsurători de temperatură în procese industriale. București, Editura IDT, 1969.

[6] *Baker, Dean H.* Temperature measurement in engineering. New-York, John Wiley and Sons, 1961.

Intrat în redacție la 18. III. 1972

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

Distribuția spațială a cîmpului magnetic produs de un solenoid cilindric

PETRE ARABADJI* — București

CZ 621.3.013

Există numeroase domenii de cercetare fundamentală sau aplicativă unde cunoașterea distribuției spațiale a cîmpului magnetic produs de bobine fără miez de fier, este esențială.

Printre acestea se pot menționa:

— studierea proceselor de magnetizare prin deplasarea pereților Bloch folosind tehnica soluțiilor coloidale Bitter [1];

— studierea cîmpurilor create de bobinele supraconductoare [2], [3];

— construirea aparatelor de măsură care utilizează bobine pentru crearea cuplului activ;

— obținerea cîmpurilor magnetice foarte exacte, în tehnica microundelor;

— utilizarea suflajului magnetic, ca principiu de activare a stingerii arcului electric în tehnica tensiunilor înalte [4] etc.

Este important de menționat că în numeroase cazuri o bobină se construiește pentru obținerea unei anumite inducții maxime, dar se scapă din vedere faptul că bobina poate fi utilizată la maximum de posibilități dacă se cunoaște distribuția spațială a cîmpului magnetic creat de ea, după una sau mai multe direcții.

În principiu, orice bobină ar putea crea un cîmp de o anumită valoare maximă prestabilită, prin asigurarea numărului de spire necesar, însă dacă coordonatele acestui punct de maxim și distribuția cîmpului nu sînt corespunzătoare unor criterii impuse anticipat, atunci acest cîmp nu este utilizat în mod eficient.

Scopul lucrării constă în exprimarea analitică a distribuției în spațiu a intensității cîmpului magnetic creat de o bobină cilindrică fără miez de fier, cu prezentarea unui exemplu numeric, calculele fiind efectuate la un calculator digital, ca exemplu de aplicare fiind expus modul în care se poate calcula geometria unei bobine utilizată la un descărcător cu suflaj magnetic.

Calculul cîmpului magnetic produs de o spiră circulară într-un punct oarecare

Se consideră un fir foarte subțire în formă de spiră circulară plană de rază a străbătut de curentul constant I. Determinarea intensității cîmpului magnetic într-un punct oarecare P din spațiu, mediul avînd permeabilitatea magnetică μ, se face pornind de la teorema Biot-Savart-Laplace, în prealabil fiind necesară precizarea elementelor geometrice ale problemei.

În figura 1 este reprezentată această spiră de centru O și punctul fix P, în care trebuie

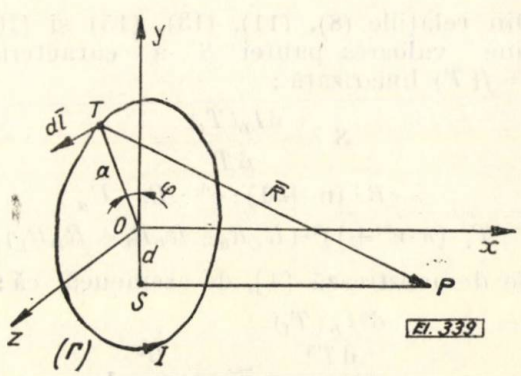


Fig. 1. Determinarea cîmpului magnetic al unei spire circulare într-un punct oarecare.

* Ing. *P. Arabadji* este cercetător științific în cadrul Laboratorului protecții de înaltă tensiune din ICPE—București

aflată valoarea cîmpului magnetic după o anumită direcție.

Punctul P este proiectat pe planul spirei în S. Reperarea lui P se face într-un sistem triortogonal format de axele Ox, Oy, Oz în care Ox este perpendicular pe planul spirei, Oy are direcția lui OS iar Oz decalat față de Oy cu 90°, se înțelege, tot în planul spirei.

Elementul de arc orientat $d\boldsymbol{l}$, reperat față de Oy prin unghiul φ, produce în P cîmpul magnetic $\boldsymbol{H}$ dat de teorema Biot-Savart-Laplace [4]:

$$\boldsymbol{H} = \frac{\chi}{4\pi} \cdot I \cdot \oint_{\Gamma} \frac{d\boldsymbol{l} \times \boldsymbol{R}}{R^3}, \qquad (1)$$

unde Γ este reprezentat chiar de conturul spirei iar $\boldsymbol{R}$ este raza vectoare dintre elementul $d\boldsymbol{l}$ și punctul P.

Intensitatea cîmpului magnetic H în punctul P este:

$$H = \frac{\chi}{4\pi} \cdot I \cdot \oint_{\Gamma} \frac{dl \cdot \sin(d\boldsymbol{l}, \boldsymbol{R})}{R^2}. \qquad (2)$$

Practic prezintă interes componenta H_x a cîmpului, pe direcția Ox.

Cu ajutorul figurii 2 se face explicitarea lui H_x și calculul integralei curbilinii, reprezentînd de fapt o transpunere a figurii 1 cu respectarea notațiilor, la care au fost adăugate cîteva elemente geometrice auxiliare. Astfel, dreapta (Δ) are direcția vectorului $d\boldsymbol{l}$, iar Q reprezintă proiecția lui S pe (Δ).

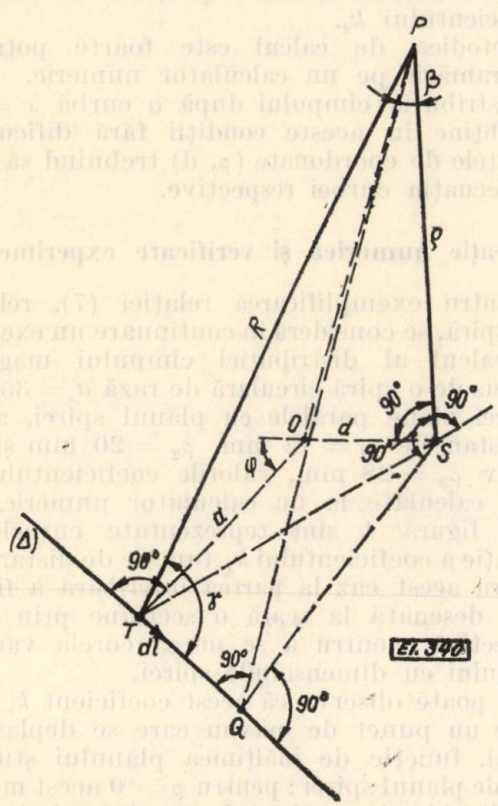


Fig. 2. Geometrizarea figurii 1.

Pe figură au fost marcate unghiurile de 90° existente fie ca urmare directă a unor proiecții, fie ca urmare a teoremei celor trei perpendiculare. Au fost de asemenea marcate:

φ — unghiul de reperare a elementului de arc $d\boldsymbol{l}$;

γ — unghiul dintre vectorii $d\boldsymbol{l}$ și $\boldsymbol{R}$

$\beta = \widehat{SPQ}$ — unghiul dintre direcția Ox și planul determinat de $d\boldsymbol{l}$, R.

Cu aceste precizări se poate remarca faptul că pe direcția Ox cîmpul magnetic are expresia:

$$H_x = \frac{\varkappa}{4\pi} I \oint_{\Gamma} \frac{dl \cdot \sin\gamma}{R^2} \cdot \sin\beta. \qquad (3)$$

Transformînd integrala pe contur în integrală definită, ținînd cont că $dl = a \cdot d\varphi$, se obține expresia lui H_x:

$$H_x = \frac{\varkappa}{4\pi} \cdot I \cdot a \int_0^{2\pi} \frac{\sin\gamma}{R^2} \cdot \sin\beta \cdot d\varphi. \qquad (4)$$

Cu ajutorul figurii 2 se pot explicita mărimile $\sin\gamma$ și R în funcție de elementele constante a, d, ρ și variabila φ, astfel:

$$\sin\gamma = \frac{PQ}{R} \quad \text{și} \quad PQ = \frac{QS}{\sin\beta}$$

din care rezultă: $\sin\gamma = \dfrac{QS}{R \cdot \sin\beta}$.

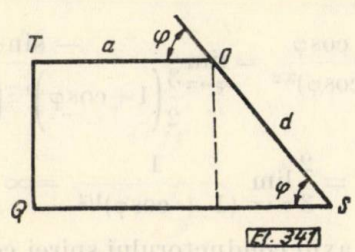


Fig. 3. Detaliu al figurii 2

Figura 3 reprezintă un detaliu al figurii 2 din care se poate deduce expresia lui $QS = a + d\cos\varphi$ și deci:

$$\sin\gamma = \frac{a + d\cos\varphi}{R \cdot \sin\beta}. \qquad (5)$$

Din $\Delta\ PTS$ și $\Delta\ OTS$ (fig. 2) rezultă:

$$R = (\rho^2 + a^2 + d^2 + 2\,a.\cos\varphi)^{1/2}. \qquad (6)$$

Înlocuind în relația (4) expresiile (5) și (6) se obține:

$$H_x = \frac{\varkappa a}{4\pi} \cdot I \cdot \int_0^{2\pi} \frac{a + d.\cos\varphi}{(\rho^2 + a^2 + d^2 + 2 \cdot a \cdot d \cdot \cos\varphi)^{3/2}}\, d\varphi. \qquad (7)$$

Aceasta reprezintă relația de bază pentru calculul componentei după direcția Ox a

cîmpului magnetic creat de o spiră circulară într-un punct oarecare din spaţiu.

Integrala se calculează cu ajutorul unui calculator numeric.

Un caz particular este cel dat în literatura de specialitate [5] corespunzător lui $d = 0$ cînd punctul se află pe axa de simetrie a spirei. Rezultă :

$$H_x = \frac{\varkappa a}{4\pi} \cdot I \cdot \frac{a}{(\rho^2 + a^2)^{3/2}} \cdot \int_0^{2\pi} \mathrm{d}\varphi = \frac{\varkappa I}{2} \frac{a^2}{(\rho^2 + a^2)^{3/2}} \cdot$$

În centrul spirei $\rho = 0$, $d = 0$ şi deci cîmpul este $H_x = \dfrac{\varkappa I}{2a}$.

Un alt caz particular ce poate fi studiat analitic este cel corespunzător valorii cîmpului în axul conductorului spirei pentru care $\rho = 0$ şi $d = a$:

$$H_x = \frac{\varkappa I}{8\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \frac{1 + \cos\varphi}{(1 + \cos\varphi)^{3/2}} \, \mathrm{d}\varphi. \qquad (8)$$

Se remarcă faptul că valoarea cîmpului nu depinde de raza spirei şi că pentru calculul integralei din expresia (8), la un moment dat variabila φ are valoarea π, caz în care funcţia de sub integrală este nedeterminată.

Ridicarea nedeterminării de tipul $\frac{0}{0}$ prin regula lui l'Hôspital conduce la următoarele rezultate :

$$\lim_{\varphi \to \pi} \frac{1 + \cos\varphi}{(1 + \cos\varphi)^{3/2}} = \lim_{\varphi \to \pi} \frac{-\sin\varphi}{\frac{3}{2}\left(1 + \cos\varphi\right)^{1/2}\left(-\sin\varphi\right)} =$$

$$= \frac{2}{3} \lim_{\varphi \to \pi} \frac{1}{(1 + \cos\varphi)^{1/2}} = \infty.$$

Deci în axul conductorului spirei componenta H_x are valoare teoretic infinită.

Pentru o anumită spiră se observă că componenta pe direcţia Ox a cîmpului într-un punct fix, se poate scrie :

$$H_x = k_s \cdot \mathrm{I} \qquad (9)$$

unde

$$k_s = \frac{\varkappa a}{4\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \frac{a + d \cdot \cos\varphi}{\rho^2 + a^2 + \mathrm{d}^2 + 2 \cdot a \cdot d \cdot \cos\varphi)^{3/2}} \mathrm{d}\varphi \qquad (10)$$

reprezintă coeficientul de distribuţie specifică a cîmpului magnetic al unei spire circulare şi depinde numai de mărimi geometrice. Din relaţia (9) rezultă că în S. I. unitatea de măsură pentru k_s este [mOe/A] fapt pentru care se şi propune denumirea de coeficient de distribuţie specifică a cîmpului magnetic.

Distribuţia cîmpului magnetic al unei spire străbătută de curentul I după o curbă oarecare în spaţiu $f(x, y, z,) = 0$ este reprezentată la altă scară decît variaţia coeficientului k_s după curba respectivă.

Ţinînd seamă că cercul de rază d cu centrul pe axul spirei, paralel cu planul spirei, aflat la distanţa ρ, constituie o linie echipotenţială, cu valoarea H_x a cîmpului, egală cu cea din punctul de coordonate (ρ, d), rezultă că variaţia după curba în spaţiu $f(x, y, z) = 0$ se reduce la variaţia după o curbă plană $x = f(y)$.

Calcularea distribuţiei specifice a cîmpului magnetic produs de un solenoid circular

Se consideră o bobină cilindrică cu n straturi şi m spire pe strat, străbătută de curentul I, mediul avînd permeabilitatea μ.

Calculul coeficientului de distribuţie al cîmpului magnetic într-un punct oarecare, exterior bobinei, se face reperînd mai întîi punctul faţă de spira cea mai apropiată, prin coordonatele ρ şi d, ρ măsurîndu-se între punct şi planul axului spirei respective, axul spirei avînd raza a şi diametrul conductorului Φ, iar apoi calculînd contribuţia fiecărei spire în felul următor : spirele aflate pe un acelaşi strat păstrează în cursul calculului lui k_s pe a = constant iar ρ ia pe rînd valorile ρ, $\rho + \Phi$, $\rho + 2\Phi$, ... $\rho + (\mathrm{m} - 1)\Phi$. Se modifică apoi a în $a + \Phi$ reluînd şirul de valori a lui ρ şi apoi $a + 2\Phi$, $a + 3\Phi$, ... a + (n − 1) Φ. Finalmente se însumează algebric cele $n.m$ contribuţii rezultînd valoarea coeficientului k_s în punctul respectiv. Dacă punctul se află în interiorul bobinei, se face un calcul asemănător, ţinînd cont că există anumite simetrii parţiale de valori a coeficientului k_s.

Metodica de calcul este foarte potrivită programării pe un calculator numeric.

Distribuţia cîmpului după o curbă $x = f(y)$ se obţine în aceste condiţii fără dificultăţi, punctele de coordonate (ρ, d) trebuind să verifice ecuaţia curbei respective.

Aplicaţie numerică şi verificare experimentală

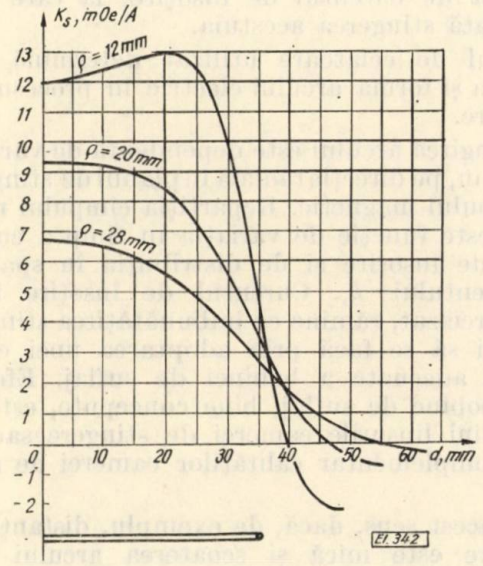
Pentru exemplificarea relaţiei (7), relative la o spiră, se consideră în continuare un exemplu de calcul al distribuţiei cîmpului magnetic produs de o spiră circulară de rază $a = 35$ mm în trei plane paralele cu planul spirei, aflate la distanţele $\rho_1 = 12$ mm, $\rho_2 = 20$ mm şi respectiv $\rho_3 = 28$ mm, valorile coeficientului k_s fiind calculate la un calculator numeric.

În figura 4 sînt reprezentate curbele de variaţie a coeficientului k_s funcţie de distanţa d, pentru acest caz la partea inferioară a figurii fiind desenată la scară o secţiune prin spira respectivă, pentru a se putea corela variaţia cîmpului cu dimensiunile spirei.

Se poate observa că acest coeficient k_s prezintă un punct de maxim care se deplasează radial, funcţie de înălţimea planului studiat, faţă de planul spirei : pentru $\rho = 0$ acest maxim se află chiar în axul conductorului spirei ; pentru un ρ aflat sub o anumită limită, punctul

de maxim se află undeva pe rază, iar pentru un ρ aflat peste limita respectivă, se află pe axul central al spirei.

Se mai poate remarca faptul că schimbarea de sens a cîmpului magnetic are loc strict în



ig. 4. Repartiția radială a coeficientului k_s pentru spira cu raza $a = 35$ mm.

dreptul spirei numai în planul acesteia; pentru orice alt plan, schimbarea sensului se face în afara conturului spirei, și cu atît mai departe cu cît planul este mai depărtat de cel al spirei.

Pentru a continua observațiile pe un domeniu mai larg, au fost calculate datele referitoare la spira cu raza $a = 38$ mm.

În figura 5 se face reprezentarea grafică a curbelor respective.

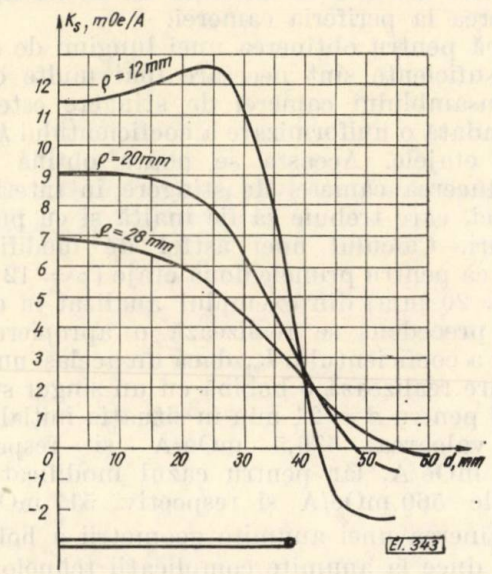


Fig. 5. Repartiția radială a coeficientului k_s pentru spira cu raza $a = 38$ mm.

Observațiile de ordin general făcute pentru cazul precedent rămîn valabile. Comparativ însă, se poate remarca că pentru același „d" valorile lui k_s sînt mai mici în cazul spirei mai mari, iar deplasarea spre centru a punctului de maxim se face mai „lent" cu creșterea distanței planului față de spiră. Pentru o distanță foarte mare aceste curbe se aplatizează tinzînd să se confunde cu axa absciselor, adică cîmp uniform dar foarte slab.

Verificarea experimentală pentru o spiră, nu a fost făcută datorită cîmpului magnetic redus ce s-ar fi obținut, măsurătorile fiind susceptibile de erori datorită influenței eventualelor cîmpuri exterioare și sensibilității mari cu care ar fi trebuit să se lucreze cu Gaussmetrul. De aceea s-a preferat ca verificarea experimentală să se facă în cazul unei bobine, așa cum se va arăta ulterior.

Pentru exemplificarea metodicii de calcul expusă în capitolul 3, relativ la calculul distribuției cîmpului magnetic creat de un solenoid, se consideră cazul unei bobine cilindrice cu $m = 10$ spire/strat, $n = 5$ straturi (raza stratului interior $a = 35$ mm) și diametrul conductorului spirei $\Phi = 0{,}75$ mm aflată în aer, deci cu permeabilitate magnetică μ_0.

Presupunem că este necesar a se calcula variația cîmpului magnetic în trei plane paralele cu planele spirelor, aflate în exteriorul bobinei la distanțele $\rho_1 = 12$ mm, $\rho_2 = 20$ mm și respectiv $\rho_3 = 28$ mm față de planul spirei celei mai apropiate.

În figura 6 sînt reprezentate grafic curbele calculate cu relația (7) după metodica expusă anterior, pentru o bobină cu parametrii menționați. La partea inferioară a figurii 6 a fost desenată la scară bobina pentru care se efectuează

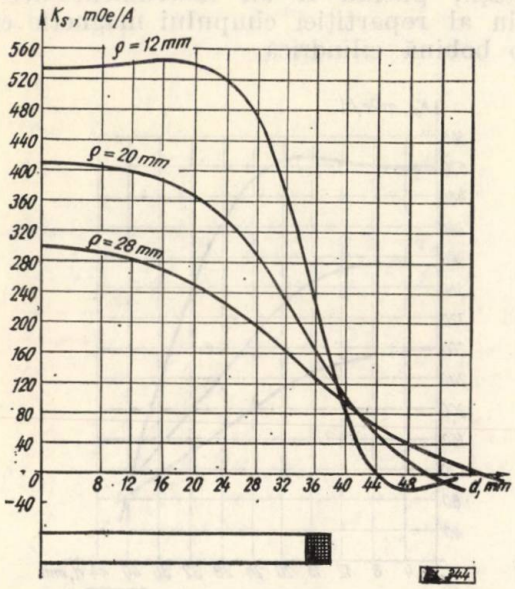


Fig. 6. Repartiția radială teoretică a coeficientului k_s pentru o bobină cu 5 straturi, 10 spire pe strat, raza interioară 35 mm, și diametrul conductorului 0,75 mm.

calculul şi suprafeţele pentru care se determină distribuţia radială a cîmpului magnetic, în scopul corelării variaţiei cîmpului cu dimensiunile bobinei.

Se observă o anumită constanţă a valorilor lui k_s, pentru primul etaj ($\rho = 12$ mm), din centru pînă la $d = 21$ mm, atingînd chiar un maxim la $d = 18$ mm, după care valorile scad rapid către zero, urmată de o schimbare de semn care exprimă schimbarea sensului cîmpului. În acest domeniu se atinge un maximum local, mult mai mic decît cel pozitiv, după care valorile tind asimptotic către zero. În etajul doi ($\rho = 20$ mm), palierul este mult mai mic, maximul fiind în axul bobinei, anularea cîmpului cu schimbarea semnului avînd loc la o distanţă radială mai mare. În etajul trei ($\rho = 28$ mm), aproape dispare palierul curbei, aceasta fiind strict descrescătoare pînă la anulare.

Verificarea experimentală a fost făcută cu ajutorul unui Gaussmetru foarte precis avînd scările de 1, 3, 10, 30, 100 ..... Gs.

În figura 7 sînt reprezentate valorile experimentale ale variaţiei pe rază a coeficientului k_s, deduse din valorile inducţiei citite direct la Gaussmetru, conform următoarei relaţii : $k_s = \frac{B}{\mu_0 I}$ unde B, μ_0, I sînt introduse în mărimile S. I.

Pentru acest exemplu a rezultat $k_s = 21{,}4 . B$ [mOe/A] în care B se introduce direct în Gs.

Se poate observa că alura curbelor experimentale corespunde celor calculate, valorile numerice ceva mai mici explicîndu-se prin neuniformităţi constructive, erori de măsură etc.

Diferenţele de valori fiind însă foarte mici, rezultă că această metodică de calcul corespunde realităţii, putînd fi un instrument util de studiu al repartiţiei cîmpului magnetic creat de o bobină cilindrică.

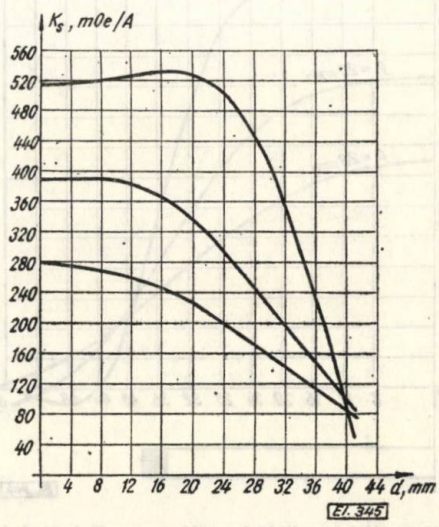


Fig. 7. Repartiţia radială experimentală a coeficientului k_s pentru aceeaşi bobină reprezentată în figura 6.

Utilizarea coeficientului de distribuţie specifică a cîmpului magnetic la descărcătoarele cu suflaj magnetic de curent alternativ

La un anumit tip de cameră de stingere, corespunde o anumită lungime limită a arcului generat de curentul de însoţire, la care este asigurată stingerea acestuia.

Tipul de eclatoare utilizat determină traiectoria şi forma arcului electric în procesul de alungire.

Alungirea arcului este dependentă de variaţia în spaţiu, pe direcţie radială în planul de stingere, a cîmpului magnetic. Repartiţia cîmpului magnetic este funcţie de variaţia în timp a curentului de însoţire şi de distribuţia în spaţiu a coeficientului k_s. Curentul de însoţire fiind bine precizat, rămîne ca îmbunătăţirea stingerii arcului să se facă prin adoptarea unei construcţii adecuate a bobinei de suflaj. Efectul unei bobine de suflaj, bine concepute, este de a suplini lipsurile camerei de stingere sau de a fi complementar calităţilor camerei de stingere.

În acest sens, dacă, de exemplu, distanţa de eclatare este mică şi scoaterea arcului este dificilă, fapt ce se poate constata experimental, este util ca valoarea coeficientului k_s să prezinte un maximum în punctul respectiv, pentru a utiliza din plin repartiţia spaţială a acestui coeficient şi deci a bobinei. Dacă se doreşte ca arcul să nu iasă în afara camerei de stingere, pe direcţie radială, trebuie ca coeficientul k_s să fie suficient de mic sau chiar de semn schimbat la marginea discurilor camerei de stingere.

Avînd în vedere că curentul de însoţire este variabil în timp, pentru siguranţa suflării corespunzătoare a arcului se poate obţine ca coeficientul k_s să fie aproape constant de-a lungul razei discului cu condiţia ca să fie sigură stingerea la periferia camerei.

Dacă pentru obţinerea unei lungimi de stingere suficiente sînt necesare mai multe etaje ale ansamblului camerei de stingere este recomandată o uniformizare a coeficientului k_s în toate etajele. Aceasta se poate obţine prin introducerea camerei de stingere în interiorul bobinei, care trebuie să fie înaltă şi cu puţine straturi. Calculul unei astfel de modificări, arată că pentru primele două etaje ($\rho = 12$ mm şi $\rho = 20$ mm) din exemplul analizat în capitolul precedent se realizează o apropiere de valori a coeficientului k_s, dacă un acelaşi număr de spire realizează o bobină cu un singur strat. Astfel pentru $d = 21$ mm în situaţia iniţială, k_s are valoarea 536,5 mOe/A şi respectiv 356,5 mOe/A, iar pentru cazul modificat are valorile 560 mOe/A şi respectiv 517 mOe/A.

Obţinerea unei anumite geometrii a bobinei poate duce la anumite complicaţii tehnologice, însă de multe ori reprezintă unica soluţie care să asigure funcţionalitatea sistemului.

Experimentarea cu ajutorul oscilogramelor şi filmării cu lupa de timp a arcului, indică precis în ce mod trebuie modificată repartiţia spaţială a coeficientului k_s, optimizarea în acest sens pe calculator a geometriei bobinei dînd soluţia finală.

Concluzii

Relaţiile analitice şi exemplele numerice prezentate în cadrul lucrării arată că la calculul unei bobine de suflaj asigurarea unei anumite valori maxime a inducţiei magnetice nu trebuie să constituie o problemă de exclusivitate ca importanţă, căci o distribuţie necorespunzătoare în spaţiu a cîmpului poate anula complet efectul de suflaj pe care se scontează prin respectiva valoare maximă a cîmpului.

Pentru ca bobina să-şi îndeplinească eficient rolul, trebuie ca distribuţia în spaţiu a cîmpului magnetic să fie corelată de anumite criterii funcţionale bine precizate.

Există desigur numeroase aplicaţii la care interesează o anumită valoare a cîmpului numai într-un singur punct din spaţiu şi nu distribuţia după o anumită curbă. Chiar în acest caz problema se rezolvă tot după metodica prezentată în lucrare căci din punct de vedere tehnic este corect ca respectiva valoare să reprezinte chiar maxim cîmpului obţinut cu o bobină dimensionată cît mai „strîns".

Relaţiile analitice prezentate în lucrare permit calculul cîmpului creat de un solenoid cilindric, indiferent dacă este plat sau înalt, cu condiţia ca conductorul din care se realizează bobina să aibe un diametru redus, relaţia (7) fiind dedusă pentru cazul unui conductor filiform.

Bibliografie

[1] *Rosenberg, M., Tănăsoiu, C., Florescu, V.* — The influence of the magnetic Field on the Domain Structure of Ferrimagnetic Oxides with High Anisotropy Field. Phys. Stat. Sol., Vol. **21**, p. 197—204, 1967.

[2] *Montgomery, B.* — The Magnetic and Mechanical Aspects of Resistive Superconducting Systems Willey Interscience, New York, London, Toronto, 1969.

[3] *Parkinson, D. H., Mulhall, B.* — „The Generation of High Magnetics Fields" Plenum Press, New York, 1967.

[4] *Hortopan, G.* — Aparate electrice. Bucureşti, Ed. didactică şi pedagogică. 1967.

[5] *Răduleţ, R.* Bazele electrotehnicii. Probleme. Vol. I. Bucureşti, Ed. didactică şi pedagogică, 1970.

Intrat în redacţie la 24.II.1972

„A făuri societatea socialistă multilateral dezvoltată înseamnă tocmai a crea o economie avansată, o industrie modernă şi o agricultură intensivă de înalt randament, o ştiinţă înfloritoare care să asigure atît dinamizarea producţiei materiale cît şi perfecţionarea întregii societăţi, o instrucţie publică largă, de un nivel ridicat — adică a asigura condiţii care să permită satisfacerea plenară a nevoilor materiale şi spirituale ale tuturor celor ce muncesc de la oraşe şi sate.

Avem toate condiţiile ca programul elaborat de Congresul al X-lea să fie nu numai îndeplinit, dar chiar depăşit, parcurgem astfel mai repede drumul spre lichidarea subdezvoltării. Depinde de noi toţi — şi în primul rînd de clasa muncitoare — de ţărănime, de intelectualitate, de toţi oamenii muncii, fără deosebire de naţionalitate, ca România, să ajungă într-o perioadă cît mai scurtă la nivelul ţărilor dezvoltate. Avem o bază socială nouă, socialistă, puterea se află în mîna poporului ; prin noi înşine trebuie să făurim — şi vom făuri — o societate superioară.

NICOLAE CEAUŞESCU

Din cuvîntarea la Conferinţa pe ţară a inginerilor şi tehnicienilor (19 mai 1972. Editura politică, pagina 9.)

REZOLUŢIA
CONFERINŢEI PE ŢARĂ A INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR

Conferinţa pe ţară a inginerilor şi tehnicienilor, întrunită în zilele de 19—21 mai a.c., a analizat contribuţia intelectualităţii tehnice la marile realizări obţinute de poporul nostru şi a stabilit sarcinile ce revin cadrelor tehnice pentru înfăptuirea, alături de toţi oamenii muncii, a programului de construire a societăţii socialiste multilateral dezvoltate, adoptat de Congresul al X-lea al Partidului Comunist Român.

Cu entuziasm, Conferinţa şi-a exprimat adeziunea deplină la ampla cuvîntare rostită de tovarăşul Nicolae Ceauşescu — Secretarul general al Partidului Comunist Român, Preşedintele Consiliului de Stat — care, apreciind valoroasa participare a inginerilor, economiştilor, tehnicienilor şi a celorlalţi specialişti în construcţia socialistă a ţării, a trasat liniile directoare în desfăşurarea activităţii intelectualităţii tehnice de promovare largă a progresului tehnic în toate domeniile, creşterea rolului şi răspunderii acesteia în viaţa economică şi socială a patriei noastre.

Intelectualitatea tehnică, prin reprezentanţii săi la Conferinţă, s-a angajat să transpună în fapte orientările de mare importanţă şi sarcinile concrete privind dezvoltarea activităţii de creaţie originală, aplicarea cu consecvenţă şi operativitate a cuceririlor ştiinţei şi tehnicii, valorificarea cu maximum de eficienţă a resurselor materiale şi a potenţialului uman, astfel încît, într-un timp cît mai scurt, România să ajungă la nivelul ţărilor dezvoltate.

Conferinţa a aprobat activitatea Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor.

Activitatea obştească a inginerilor şi tehnicienilor, desfăşurată sub conducerea organizaţiilor de partid, în cadrul şi sub îndrumarea sindicatelor, a contribuit la rezolvarea sarcinilor politice, economice şi sociale puse de partid în faţa poporului în etapa actuală a făuririi societăţii socialiste multilateral dezvoltate în patria noastră.

Consiliul Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor, îndrumat de Consiliul Central al Uniunii Generale a Sindicatelor, colaborînd cu comitetele uniunilor sindicale pe ramuri, ministerele şi organele centrale de stat, a desfăşurat o activitate susţinută în vederea modernizării tehnicii şi organizării producţiei, perfecţionării pregătirii cadrelor, stimulării creaţiei tehnice originale şi afirmării ei peste hotare.

În activitatea comisiilor inginerilor şi tehnicienilor şi a C.N.I.T. s-au manifestat şi unele neajunsuri. Criticile făcute în cadrul conferinţei în legătură cu neajunsurile privind activitatea economică din întreprinderi, oglindesc şi slaba activitate a unor comisii ale inginerilor şi tehnicienilor. O lungă perioadă de timp multe comisii, atrăgînd un număr redus de cadre tehnice, au desfăşurat o activitate formală, limitată la preocupări minore. În mică măsură au fost antrenaţi în munca obştească economişti, tehnicieni, maiştri şi muncitori fruntaşi, precum şi cadrele tehnice din agricultură.

Biroul Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor nu a îndrumat şi sprijinit în suficientă măsură comisiile inginerilor şi tehnicienilor şi nu a urmărit aplicarea în producţie a concluziilor reieşite din acţiunile şi manifestările organizate împreună cu ministerele economice.

Conferinţa apreciază că sarcinile puse de Congresul al X-lea al partidului privind îndeplinirea planului cincinal pe perioada 1971—1975, de hotărîrile Comitetului Central al P.C.R. şi cuprinse în cuvîntarea tovarăşului Nicolae Ceauşescu, la deschiderea Conferinţei pe ţară a inginerilor şi tehnicienilor, constituie un vast program de muncă pentru cadrele tehnico-inginereşti. Datoria patriotică fundamentală a intelectualităţii tehnice este de a milita permanent, cu devotament şi pasiune, sub conducerea organelor şi organizaţiilor de partid, pentru îndeplinirea ritmică a planului de stat în fiecare ramură a economiei naţionale, la toţi indicatorii, pentru valorificarea superioară a resurselor materiale şi a potenţialului uman, pentru ridicarea eficienţei întregii activităţi economice.

1. — Înfăptuirea măreţelor obiective de dezvoltare a patriei noastre pune cu acuitate problema valorificării superioare a resurselor materiale şi a potenţialului uman. Pentru economia noastră, problema esenţială în actualul cincinal şi în cincinalele următoare este de a obţine o creştere substanţială a ponderii produselor cu un grad de prelucrare superioară, care înmagazinează o cantitate mai mare de muncă, de inteligenţă tehnică şi, în acelaşi timp, duc la un consum minim de materii prime şi materiale.

Pentru fiecare cadru tehnic *reducerea cheltuielilor materiale de producţie* în actualul cincinal constituie o sarcină de mare răspundere profesională. Reducerea consumurilor de materii prime, materiale, energie pe unitate de produs, prin stabilirea unor consumuri specifice pe baze ştiinţifice, respectarea proceselor tehnologice, introducerea şi generalizarea tehnologiilor moderne, reproiectarea unor produse, înlăturarea pierderilor tehnologice, folosirea deşeurilor şi a înlocuitorilor etc., constituie un cîmp larg de afirmare a capacităţii profesionale a colectivelor de ingineri, tehnicieni şi a celorlalte cadre din fiecare întreprindere şi unitate economică. Sprijinite de sindicate, comisiile

inginerilor şi tehnicienilor trebuie să organizeze dezbateri largi cu cadrele de ingineri, tehnicieni, economişti, maiştri şi muncitori fruntaşi, pentru a analiza costurile materiale de producţie în comparaţie cu realizările obţinute pe plan mondial, pentru a veni cu propuneri şi soluţii concrete în vederea unei judicioase folosiri a materiilor prime, materialelor, energiei, în scopul valorificării la un nivel superior a resurselor existente şi eliminării risipei de bunuri materiale.

2. —Cadrele tehnice din toate ramurile economiei naţionale au datoria să se preocupe de *creşterea substanţială a productivităţii muncii*, condiţie primordială a sporirii avuţiei şi venitului naţional şi a ajungerii din urmă a ţărilor dezvoltate.

Ca organizatori ai producţiei şi ai muncii, inginerii, tehnicienii, toţi specialiştii, ajutaţi de comisiile inginerilor şi tehnicienilor, sînt chemaţi să analizeze cum sînt folosite mijloacele de producţie, fondul de timp din fiecare întreprindere, secţie şi loc de muncă, să stabilească şi să aplice măsuri concrete care să ducă la folosirea integrală a timpului de lucru, mecanizarea şi automatizarea lucrărilor cu volum mare de muncă, reducerea pierderilor de timp datorită întreruperilor accidentale a maşinilor şi utilajelor.

3. — În condiţiile revoluţiei ştiinţifice şi tehnice contemporane, intelectualitatea tehnică din ţara noastră trebuie să considere ca o îndatorire patriotică, de înaltă responsabilitate profesională, sarcina de a milita neobosit pentru *însuşirea şi aplicarea realizărilor actuale ale progresului tehnic*, pentru ridicarea rolului ştiinţei şi tehnicii româneşti în soluţionarea problemelor complexe pe care le ridică programul de dezvoltare rapidă a economiei naţionale.

Comisiile inginerilor şi tehnicienilor să mobilizeze cadrele tehnice din institutele de cercetări, proiectări, institutele de învăţămînt superior, compartimentele de concepţie şi laboratoarele din uzine pentru realizarea în termen şi în condiţii de înaltă tehnicitate şi eficienţă economică a planurilor tehnice, a programelor de cercetare ştiinţifică şi de proiectare. Consiliul Naţional a Inginerilor şi Tehnicienilor prin secţiile sale de specialitate şi comisiile inginerilor şi tehnicienilor să acţioneze pentru conlucrarea strînsă şi creatoare între cadrele din cercetare, proiectare şi cele din întreprinderi în vederea scurtării perioadei pînă la aplicarea în producţie a rezultatelor cercetării şi modernizarea proceselor din întreprindere.

Comisiile inginerilor şi tehnicienilor trebuie să considere ca o sarcină de onoare dezvoltarea mişcării de masă a inovatorilor şi inventatorilor, asigurarea asistenţei tehnice în rezolvarea propunerilor, aplicarea în producţie şi generalizarea inovaţiilor şi invenţiilor.

Consiliul Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor să analizeze periodic, împreună cu C.N.S.T., ministerele şi celelalte organe de stat, modul cum sînt aplicate rezultatele cercetării ştiinţifice, invenţiile şi inovaţiile, se ia poziţie împotriva inerţiei care se manifestă în unele sectoare pentru aplicarea rapidă în producţie a acestora.

4. — Munca de creaţie a inginerilor şi tehnicienilor poate fi materializată cu eficienţă pentru producţie în acţiunea de *autoutilare* a întreprinderilor, pentru conceperea şi realizarea de noi maşini şi utilaje, modernizarea celor existente, introducerea de dispozitive şi mecanisme de mare randament.

Comisiile inginerilor şi tehnicienilor, pe baza unor largi consultări cu cadrele tehnice şi muncitorii, trebuie să-şi sporească contribuţia la elaborarea şi aplicarea unor programe cuprinzătoare de autoutilare; să determine conducerile întreprinderilor să asigure o documentare corespunzătoare asupra celor mai noi tipuri de maşini existente pe plan mondial; să militeze pentru adoptarea unor soluţii de maximă eficienţă, care să asigure înzestrarea tehnică superioară a unităţilor şi reducerea necesităţilor din import.

5. — Un domeniu important în care sînt chemate să-şi aducă o contribuţie sporită cadrele tehnice, îl constituie perfecţionarea continuă a *organizării producţiei şi a muncii.*

Inginerii şi tehnicienii, ceilalţi specialişti din întreprinderi, sînt chemaţi să participe la identificarea şi valorificarea rezervelor din întreprinderi în vederea optimizării folosirii mijloacelor tehnice şi a forţei de muncă.

Rezerve importante există în întreprinderi în domeniul conducerii şi planificării producţiei, aprovizionării tehnico-materiale, programării producţiei, raţionalizării fluxurilor de fabricaţie, folosirii depline a capacităţilor de producţie şi a forţei de muncă ş.a.

C.N.I.T. şi comisiile inginerilor şi tehnicienilor au îndatorirea de a contribui la folosirea completă a mijloacelor moderne de prelucrare automată a datelor şi de a sprijini pregătirea cadrelor destinate să lucreze în unităţile şi centrele de calcul.

6. — Una din principalele sarcini ce revin cadrelor tehnice o constituie ridicarea gradului de utilizare a maşinilor, utilajelor şi instalaţiilor.

Chemarea adresată în Conferinţa pe ţară a cadrelor de conducere din întreprinderi, centrale industriale şi de construcţii, *„nici o maşină şi nici un utilaj sub randamentul planificat, nici un minut nelucrat"*, trebuie considerată ca o îndatorire fundamentală pentru fiecare inginer şi tehnician.

C.N.I.T. şi comisiile inginerilor şi tehnicienilor trebuie să-şi aducă o contribuţie efectivă la găsirea şi aplicarea unor măsuri pentru o mai bună încărcare a maşinilor, instalaţiilor şi agregatelor, îmbunătăţirea activităţii sectoarelor de sculărie, întreţinere şi reparare a utilajelor şi maşinilor, creşterea coeficientului de schimburi prin generalizarea schimbului II şi extinderea schimbului III, asigurarea asistenţei tehnice corespunzătoare, valorificarea mai deplină a forţei de muncă şi a timpului de lucru.

7. — Realizarea unor produse de înalt *nivel calitativ, cu caracteristici tehnice şi funcţionale superioare*, trebuie să constituie o datorie de cinste, de mîndrie profesională a fiecărui inginer, tehnician şi muncitor din toate întreprinderile. Comisiile inginerilor şi tehnicienilor trebuie să-şi aducă contribuţia la înnoirea şi modernizarea producţiei, perfecţionarea tehnicilor şi tehnologiilor de fabricaţie, realizarea unor produse de înalt nivel calitativ în toate ramurile, competitive pe piaţa internă şi externă, care să asigure o valorificare superioară a resurselor materiale ale ţării.

Ţinînd seamă de răspunderea cadrelor tehnice în organizarea controlului de calitate, comisiile vor trebui să desfăşoare o vastă muncă educativă de întărire a răspunderii personale faţă de calitatea produselor realizate, de extindere a autocontrolului.

În industria bunurilor de consum, comisiile inginerilor şi tehnicienilor au datoria să acţioneze în principal pentru perfecţionarea tehnologiilor, diversificarea produselor şi întărirea controlului de calitate.

C.N.I.T., comisiile judeţene ale inginerilor şi tehnicienilor şi comisiile inginerilor şi tehnicienilor din întreprinderi sînt chemate să organizeze, împreună cu Inspectoratul de stat al calităţii şi alte organe de stat centrale şi locale, dezbateri, schimburi de experienţă, consfătuiri şi alte acţiuni în scopul îmbunătăţirii calităţii produselor, să participe activ la organizarea controlului obştesc pentru calitate, manifestînd o maximă exigenţă în respectarea cu stricteţe în toate fazele de fabricaţie a disciplinei tehnologice.

8. — Organizarea modernă a producţiei şi muncii presupune şi asigurarea unor măsuri tehnice şi organizatorice care să garanteze condiţii corespunzătoare de *protecţie a muncii şi educarea salariaţilor în spiritul respectării stricte a normelor de tehnica securităţii şi igiena muncii*. Comisiilor inginerilor şi tehnicienilor le revine îndatorirea să determine cadrele tehnice ca la fiecare loc de muncă, în fiecare secţie să fie luate cele mai eficace măsuri care să evite accidentele de muncă şi îmbolnăvirile profesionale. Comisiile să acţioneze pentru eliminarea zgomotelor şi vibraţiilor, asigurarea unei ventilaţii şi a unui iluminat igienic, combaterea poluării aerului şi apelor în interiorul şi în afara întreprinderilor, reducerea efortului fizic ş.a., astfel încît oamenii muncii să beneficieze de cele mai bune condiţii de muncă şi viaţă.

9. — Conferinţa consideră că sarcini de răspundere revin inginerilor, tehnicienilor şi celorlalte categorii de salariaţi din întreprinderile de *construcţii montaj, institute de cercetări şi proiectări* şi din unităţile care realizează utilaje tehnologice, pentru realizarea la termen şi la un nivel tehnic şi calitativ superior a investiţiilor, pentru creşterea substanţială a eficienţei lor.

Comisiile inginerilor şi tehnicienilor din unităţile de construcţii şi montaj sînt chemate să-şi aducă o contribuţie concretă la luarea tuturor măsurilor pentru pregătirea temeinică a lucrărilor de investiţii, accelerarea ritmului de execuţie a construcţiilor, darea în termen în funcţiune a capacităţilor de producţie la parametrii proiectaţi.

Comisiile inginerilor şi tehnicienilor din unităţile de construcţii, din institutele de proiectare şi cercetare, să antreneze pe fiecare inginer şi tehnician la reducerea costului lucrărilor executate, extinderea folosirii proiectelor tip, pentru soluţii constructive simple, moderne, cu structuri uşoare şi economice, pentru dimensionarea construcţiilor la strictul necesar, sporirea gradului de industrializare a tuturor construcţiilor, folosirea pe scară largă a prefabricatelor şi mecanizarea lucrărilor, eliminarea finisajelor inutile.

10. — Conferinţa cere ca inginerii şi tehnicienii din *agricultura* patriei noastre să-şi aducă întreaga lor contribuţie la creşterea în ritm susţinut a producţiei agricole prin raionarea corespunzătoare a culturilor, asigurarea semînţelor de înaltă productivitate, executarea la timp şi în bune condiţiuni a tuturor lucrărilor agricole, obţinerea de producţii legumicole ridicate ş.a. În acelaşi timp o atenţie deosebită trebuie acordată înfăptuirii programului naţional de dezvoltare a zootehniei, creşterii efectivelor şi ameliorării raselor de animale. Cadrele tehnice din agricultură au datoria să se ocupe mai mult de realizarea programului de irigaţii şi îmbunătăţiri funciare, organizarea corespunzătoare a exploatării suprafeţelor irigate.

Conferinţa cere Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor, Uniunii sindicatelor din agricultură şi consiliilor judeţene ale sindicatelor să constituie comisii ale inginerilor şi tehnicienilor în unităţile agricole socialiste, pentru a cuprinde în munca obştească totalitatea cadrelor tehnice din agricultură.

11. — Realizarea cu succes a problemelor complexe ce le pune promovarea progresului tehnic, modernizarea economiei naţionale, aplicarea realizărilor ştiinţei şi tehnicii mondiale, impun o participare mai activă a comisiilor

nginerilor şi tehnicienilor, a Consiliului Naţional, la acţiunea de *ridicare a pregătirii şi perfecţionării profesionale* a fiecărui cadru tehnic, a muncitorilor, a tuturor salariaţilor.

Comisiile inginerilor şi tehnicienilor sînt chemate să participe la elaborarea programelor şi a tematicilor prevăzute de legea privind perfecţionarea pregătirii profesionale şi să dezvolte o activitate de perfecţionare a cadrelor corelată cu cea desfăşurată de organizaţiile socialiste. C.N.I.T. şi comisiile judeţene ale inginerilor şi tehnicienilor trebuie să ajute mai mult activitatea comisiilor din întreprinderi pentru a contribui la îmbunătăţirea planurilor de propagandă tehnică, generalizînd experienţa unor comisii privind organizarea de lectorate, dezbateri, sesiuni tehnico-ştiinţifice pe specialităţi etc., în sprijinul informării cadrelor tehnice şi a muncitorilor cu realizările obţinute pe plan naţional şi internaţional.

Împreună cu ministerele, C.N.I.T. să sprijine comitetele de redacţie ale revistelor tehnice în vederea îmbunătăţirii conţinutului acestora şi a abordării celor mai stringente probleme cu care sînt confruntate întreprinderile şi ramurile de producţie, pentru generalizarea experienţei valoroase, pentru asigurarea unei informări şi documentări operative în concordanţă cu realizările şi noutăţile tehnice din ţară şi de peste hotare.

Prin funcţiile de conducere ce ocupă în procesul de producţie, cadrele tehnice sînt chemate să militeze pentru înfăptuirea politicii partidului nostru, aducîndu-şi contribuţia la activitatea de ridicare a nivelului politic şi ideologic, de creştere a conştiinţei socialiste a fiecărui salariat, la aplicarea vastului program de activitate pe tărîm ideologic izvorît din documentele plenarei C.C. al P.C.R. din 3—5 noiembrie 1971.

12. — *Îmbunătăţirea continuă a activităţii comisiilor inginerilor şi tehnicienilor şi a C.N.I.T.* cu masa largă a cadrelor tehnice sub îndrumarea sindicatelor, contribuie la înfăptuirea măsurilor stabilite de partid privind perfecţionarea relaţiilor de producţie, pe linia dezvoltării democraţiei socialiste, de participare activă în strînsă unitate cu clasa muncitoare, a tuturor categoriilor de oameni ai muncii.

Centrul de greutate al activităţii obşteşti a inginerilor şi tehnicienilor urmează să fie în întreprinderi şi instituţii.

Fiecare comisie a inginerilor şi tehnicienilor trebuie să manifeste maximum de iniţiativă şi spirit de răspundere în stabilirea şi realizarea obiectivelor, în jurul cărora să atragă cadrele tehnice şi ceilalţi specialişti, astfel încît activitatea să fie axată pe problemele esenţiale ale producţiei. Toate problemele importante ce preocupă cadrele tehnice să fie în atenţia permanentă a comisiilor inginerilor şi tehnicienilor, care să urmărească ca tot ceea ce se propune pentru perfecţionarea producţiei şi organizarea muncii să fie valorificat de comitetele sindicatelor şi în activitatea de decizie a comitetelor oamenilor muncii. În întreaga lor muncă, comisiile inginerilor şi tehnicienilor să conlucreze strîns cu organizaţiile U.T.C., cu celelalte comisii ale organizaţiilor de partid şi sindicale.

Comisiile judeţene ale inginerilor şi tehnicienilor, prin atragerea celor mai competente cadre din judeţ, să devină foruri cu autoritate tehnică, sprijin de nădejde pentru organele de conducere locale.

Comisiile trebuie să organizeze generalizarea experienţei pozitive din activitatea comisiilor inginerilor şi tehnicienilor din întreprinderi, să organizeze acţiuni eficiente care să contribuie la sprijinirea schimbului de informaţii tehnice, de experienţă, între cadrele tehnice de aceeaşi specialitate.

C.N.I.T. trebuie să devină un înalt for obştesc de dezbatere a problemelor fundamentale ale progresului tehnic şi organizării ştiinţifice a producţiei, de atragere a cadrelor tehnice la înfăptuirea exemplară a hotărîrilor partidului şi guvernului cu privire la perfecţionarea activităţii în întreaga economie.

C.N.I.T. şi comisiile inginerilor şi tehnicienilor să participe la acţiunea de analiză a modului cum sînt folosite cadrele tehnico-inginereşti în vederea elaborării de criterii pentru folosirea mai raţională a tuturor forţelor tehnico-ştiinţifice, în folosul întăririi activităţii de producţie şi concepţie.

13. — Apreciind oportunitatea constituirii în cadrul C.N.I.T. a Colegiului pentru problemele eticii profesionale, conferinţa cere ca el să militeze pentru creşterea prestigiului profesiunii de inginer şi tehnician, pentru crearea unei opinii de masă în rîndul cadrelor tehnice în favoarea unei înalte ţinute morale, de prevenire şi eliminare a atitudinilor care nu se încadrează în normele eticii profesionale şi socialiste.

14. — Conferinţa pe ţară a inginerilor şi tehnicienilor a examinat *activitatea internaţională* desfăşurată de C.N.I.T. şi a stabilit ca şi în viitor acesta să aplice în relaţiile cu organizaţiile tehnico-ştiinţifice naţionale şi internaţionale principiile politicii externe a Partidului Comunist Român şi a guvernului, de largă colaborare şi cooperare tehnico-ştiinţifică pe baza respectării independenţei şi suveranităţii naţionale, egalităţii în drepturi, neamestecului în treburile interne şi avantajului reciproc.

Consiliul Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor să dezvolte legăturile cu asociaţiile de ingineri şi tehnicieni din toate ţările socialiste, cu societăţile naţionale din celelalte ţări dezvoltate sau în curs de dezvoltare, bazate pe principiile cooperării, schimbului de opinii, de experienţă şi de informaţii, a avantajului re-

ciproc şi a neimixtiunii în problemele interne ale fiecărei organizaţii.

Consiliul Naţional să-şi aducă în continuare contribuţia efectivă la activitatea organizaţiilor tehnico-ştiinţifice internaţionale la care este afiliat, pentru a folosi în mai mare măsură concluziile manifestărilor la care participă şi să se afilieze la acele organizaţii internaţionale a căror activitate prezintă interes pentru ţara noastră.

Conferinţa exprimă întreaga adeziune a cadrelor tehnice faţă de politica externă a partidului şi guvernului, întemeiată pe dezvoltarea relaţiilor de prietenie şi colaborare cu ţările socialiste, de extindere a cooperării multilaterale cu toate statele indiferent de orînduirea lor politică şi socială, bazată pe principiile respectării independenţei şi suveranităţii naţionale, egalităţii în drepturi, neamestecului în treburile interne şi avantajului reciproc. Intelectualitatea tehnică susţine poziţia adoptată de partidul şi statul nostru, de întregul popor, pentru încetarea războiului dus de Statele Unite ale Americii în Vietnam, pentru condamnarea noilor acte de escaladare a războiului de către imperialismul american împotriva R. D. Vietnam, pentru retragerea totală a forţelor Statelor Unite ale Americii din Indochina, pentru reglementarea conflictului din Orientul Apropiat în sprijinul Rezoluţiei Consiliului de Securitate din noiembrie 1967, organizarea în cel mai scurt timp a Conferinţei generale europene, consacrată securităţii şi colaborării, pentru adoptarea de măsuri practice în domeniul dezarmării generale, în special al celei nucleare.

Cadrele tehnice din întreprinderi, institute de cercetare, proiectare, învăţămînt sînt chemate să contribuie activ la traducerea în viaţă a tuturor acordurilor şi înţelegerilor convenite cu ţările africane vizitate recent de delegaţia ţării noastre în frunte cu Secretarul general al partidului, tovarăşul Nicolae Ceauşescu, privind dezvoltarea cooperării în domeniul minier, geologic, forestier, agricol, în pregătirea cadrelor pentru aceste ţări şi în acordarea asistenţei tehnice.

*

Participanţii la conferinţă exprimă hotărîrea şi angajamentul unanim al cadrelor tehnice, însufleţite de ideile socialismului şi de dragoste nemărginită faţă de patrie, de a-şi aduce cu devotament şi abnegaţie o contribuţie tot mai mare la valorificarea superioară a tuturor resurselor ţării, la utilizarea intensivă a întregului potenţial de producţie al economiei noastre socialiste.

Inginerii şi tehnicienii din ţara noastră întîmpină Conferinţa Naţională a Partidului — moment important pentru perfecţionarea în continuare a conducerii şi organizării societăţii socialiste — şi a XXV-a aniversare a proclamării Republicii cu nemărginit entuziasm şi hotărîre de a obţine noi şi importante succese în muncă. Ei se angajează să-şi consacre întreaga energie şi capacitate creatoare cauzei supreme a partidului, înfloririi vieţii materiale şi spirituale a celor ce muncesc în scumpa noastră patre, România socialistă.

„Inginerii, tehnicienii, toţi specialiştii trebuie să fie înflăcăraţi promotori ai tehnicii noi, să se situeze în primele rînduri ale luptei pentru modernizarea producţiei şi a procesului de fabricaţie, pentru dezvoltarea mişcării de inovaţii şi raţionalizări, pentru afirmarea noului în producţie, în tehnică, împotriva rutinei şi conservatorismului, a practicilor şi metodelor de muncă perimate care se mai întîlnesc în unele din întreprinderile noastre. Pasiunea pentru tehnică trebuie să fie un atribut esenţial al profesiei inginereşti".

NICOLAE CEAUŞESCU

Din cuvîntarea la Conferinţa pe ţară a inginerilor şi tehnicienilor (19 mai 1972. Editura politică, pagina 18).

RECENZII

CZ 621.317.333.618

R. Cramariuc, V. Petrescu şi Fl. Tănăsescu. **Măsurări electrice** vol. 3, măsurări în înaltă tensiune. Bucureşti, Editura Tehnică. 1971, 420, pag. 229 fig.

În ultimul timp sistemele electroenergetice s-au dezvoltat şi perfecţionat foarte mult, ceea ce a atras după sine şi necesitatea măsurării mărimilor electrice în numeroase puncte ale circuitelor primare, de înaltă şi foarte înaltă tensiune cum şi necesitatea verificării înainte de punerea sub tensiune a multor componente a acestor circuite. Legat de acest fapt, în literatura de specialitate au apărut numeroase articole care tratează diverse aspecte ale operaţiilor de măsurare în înalta tensiune, însă lucrări cuprinzătoare care să trateze unitar problemele legate de tehnica unor astfel de măsurări au apărut pînă în prezent doar cîteva în întreaga lume, iar în ţara noastră cartea de faţă este prima apariţie de acest fel

Ca structură, cartea este împărţită în 8 capitole în care se prezintă principalele probleme ce apar în tehnica măsurării la tensiuni înalte şi foarte înalte, domenii în care autorii au o practică îndelungată şi contribuţii ştiinţifice valoroase.

În primul capitol (220 p) se prezintă divizoarele de tensiune (rezistive, capacitive, mixte, cu linii de întîrziere etc) şi se analizează amănunţit performanţele şi limitele acestora la măsurarea tensiunilor de impuls, a tensiunilor alternative şi a celor continui, dîndu-se numeroase exemple de evaluare a erorilor în unele situaţii concrete întîlnite în practică, cum şi indicaţii asupra alegerii schemelor celor mai adecvate, pentru asemenea situaţii.

În capitolele 2, 3 şi 4 (76 p) se prezintă principalele aparate şi dispozitive utilizate la măsurarea directă a tensiunilor continui, alternative şi de impuls, cum sînt voltmetrele electrostatice (clasice, tip generator, cu efect Kerr) şi eclatoarele. Aici reţin atenţia în special informaţiile inedite privind construcţia, funcţionarea şi performanţele voltmetrului cu efect Kerr, cum şi o interesantă teorie a voltmetrului generator.

În capitolele 5 şi 6 (28 p), se tratează unele probleme legate de măsurarea valorilor de vîrf a tensiunilor alternative şi de impuls şi respectiv de măsurarea tensiunilor continui în instalaţiile din tehnica nucleară. Merită de subliniat, printre alte aspecte, atenţia acordată de către autori evaluării erorilor numeroaselor scheme şi dispozitive de acest gen întîlnite în tehnica modernă.

Problemele legate de măsurarea curenţilor mari şi rapid variabili în instalaţiile de înaltă tensiune sînt tratate în cap. 7 (23 p), unde accentul cade pe ultima noutate a domeniului — ampermetrul cu efect Faraday.

În fine, în capitolul 8 se prezintă unele măsurări din domeniul dielectricilor cum sînt măsurarea permitivităţii şi tangentei unghiului de pierderi, măsurarea sarcinilor statice superficiale şi măsurarea mărimilor caracteristice pentru descărcările parţiale. Aici reţin atenţia unele dispozitive de concepţie indigenă, utilizate în detectarea descărcărilor parţiale — problemă ce preocupă intens specialiştii din întreaga lume.

Cartea e scrisă, într-un stil simplu, concis şi la obiect. Ea umple un gol important în literatura tehnică românească şi constituie un preţios îndrumar pentru specialiştii (ingineri, cercetători) care sînt confruntaţi din ce în ce mai mult cu noi şi dificile probleme apărute, pe de o parte din cauza pătrunderii din ce în ce mai mult a izolaţiei din răşini sintetice în dispozitivele şi instalaţiile de înaltă tensiune, iar pe de altă parte, datorită creşterii vertiginoase a numărului dispozitivelor electronice de măsură utilizate în acest domeniu.

Conf. dr. ing. *M. Antoniu*

CZ 621.372.4 : 621.382

Tietze, U. şi Schenk, Ch. **Tehnica schemelor cu semiconductoare.** (Halbleiter→Schaltungstechnik.) Berlin—Heidelberg—New York, Springer—Verlag, 1971, 602 pag., 787 fig.

Lucrarea de faţă reprezintă ediţia a doua, prelucrată şi esenţial îmbunătăţită a ediţiei din 1969. Autorii ei Tietze, U. şi Schenk, Ch., autorităţi recunoscute în materie, pe plan mondial, au reuşit să prezinte o lucrare unitară care constituie un material de bază în domeniul schemelor cu semiconductoare. Marele merit al lucrării este în primul rînd acela al unei lucrări foarte accesibile, avînd în acelaşi timp un pronunţat caracter aplicativ, constituind astfel un material documentar de foarte mare utilitate pentru cei care lucrează în domeniul mai sus amintit.

Lucrarea cuprinde 22 de capitole care tratează următoarele probleme. În capitolul 1 se prezintă o explicare a mărimilor folosite în lucrare.

Capitolul al 2-lea ,,Sisteme de circuite pasive RC şi LRC'' se ocupă cu filtrele trece sus şi trece jos, frecvenţe limită, decalatoare de fază, diverse tipuri de punţi (puntea Wien, puntea Wien-Robinson), filtre duble în T, circuite oscilante.

În capitolul al 3-lea sînt prezentate caracteristicile şi datele caracteristice ale diodelor, diodelor Zenner şi diodelor avalanşe.

Capitolul al 4-lea ,,Schemele redresoarelor şi schemele de stabilizare pasive'', tratează problemele legate de schemele redresoarelor monoalternanţă, precum şi ale schemelor bialternanţă, schemelor de punţi de redresare trifazate, dubloare de tensiune, multiplicatoarelor de tensiune, scheme serie şi paralel cu diode, scheme de filtre, scheme de alimentare cu tensiune stabilizată care folosesc diode Zenner.

Capitolul al 5-lea ,,Amplificatoare operaţionale'' prezintă în primul rînd proprietăţile acestora, probleme legate de demultiplicatoare, de reacţie, compensarea curenţilor paraziţi la intrare, tensiunilor de derivă precum şi unele aplicaţii practice.

Capitolul al 6-lea ,,Tranzistorul şi schemele sale de bază'' prezintă într-o formă foarte accesibilă aspectele de bază privind caracteristicile şi datele caracteristice ale acestora precum şi indicaţii privind măsurarea unor date caracteristice, schemele echivalente ale colectorului, emiterului şi bazei, scheme în cascadă, surse de curent constant precum şi schema Darlington de montare a tranzistoarelor.

Capitolul al 7-lea ,,Tranzistoare cu efect de cîmp (Fet)'' cuprinde clasificarea, caracteristicile şi datele caracteristice ale acestora, precum şi schemele de bază şi folosirea ,,Fet-'' urilor ca sursă de curent constant şi ca rezistenţă de comandă.

Capitolul al 8-lea ,,Preamplificatoare de joasă frecvenţă'' prezintă mai multe tipuri de astfel de preamplificatoare, printre care, amplificatoare de joasă frecvenţă cu intrare ,,Fet''.

Capitolul al 9-lea ,,Amplificatoare diferenţiale'' cuprinde schemele de bază ale acestora precum şi alte scheme mai speciale, printre care: schema amplificatorului diferenţial de tip Darlington; a amplificatorului diferenţial ,,Fet'', cu rezistenţă de colector negativă; amplificatoare diferenţiale cu rezistenţă internă şi altele.

Capitolul al 10-lea ,,Construcţia de amplificatoare operaţionale'' prezintă o serie întreagă de tipuri constructive dintre care cele mai importante sînt cele cu derivă redusă, cu ieşiri simetrice, cele cu 3 trepte de amplificare în tensiune, amplificatoare operaţionale cu amplificare diferenţială complementară. Cuprinde de asemenea modul de măsură a datelor unui amplificator operaţional şi compensarea de fază a acestora.

Capitolul al 11-lea ,,Aplicaţiile amplificatorului operaţional'' prezintă o serie întreagă de exemple aplicative foarte utile printre care: multiplicarea analogică; integrarea; diferenţierea; filtre selective; logaritmare; filtre active trece sus şi trece jos; posibilitatea de efectuare şi a altor operaţii matematice precum şi scheme de surse de tensiune constantă; amplificatoare de precizie de joasă frecvenţă etc.

Capitolul al 12-lea ,,Amplificatoare de putere'' prezintă o serie de aplicaţii printre care: schema Darlington ca repetor complementar pe emiter; schema unui amplificator de joasă frecvenţă de 50 W; amplificatoare de putere cu cuplaj transformatoric şi altele.

Capitolul al 13-lea ,,Aparate de reţea stabilizate'' prezintă cele mai simple construcţii de astfel de aparate precum şi unele scheme mai speciale foarte utile printre care, schema unui aparat de reţea cu amplificatoare operaţionale diferen-

ţiale, cu amplificatoare diferenţiale, construcţii de amplificatoare de putere.

Capitolul al 14-lea „Amplificatoare de bandă largă" prezintă amplificatoarele de rezonanţă, amplificatoarele în lanţ şi probleme legate de frecvenţele joase şi înalte.

Capitolul al 15-lea „Oscilatoare", prezintă scheme de oscilatoare LC, RC, oscilatoare cu cuarţ, oscilaţii sintetice sinusoidale şi altele.

Capitolul al 16-lea „Scheme de basculare" prezintă tranzistorul ca întreruptor, multivibratorul astabil, univibratorul, circuite RS — Flp — Flop, Flip — Flop cu intrări pregătite şi comenzi cu scheme de tipul Schmitt.

Capitolul al 17-lea „Scheme logice de bază" prezintă mai întîi funcţiunile logice de bază, realizări tehnice de scheme iar apoi schemele basculante integrate.

Capitolul al 18-lea „Aplicaţiile schemelor digitale", prezintă o serie întreagă de aplicaţii ca : comparatoare, multiplicatoare, adunări, scăderi numărătoare, registre de deplasare, decodoare, reductorul analogic digital şi altele.

Capitolul al 19-lea „Vibratoare şi modulatoare" prezintă mai multe tipuri de vibratoare şi modulatoare, printre care : vibratoare mecanice ; vibratoare cu tranzistoare ; vibratoare-„Fet", cu diode ; modulatoare circulare ; modulatoare cu diode capacitive ; fotovibratoare ; vibrator ca modulator ; demodulator sincron şi amplificatorul vibrator.

Capitolul al 20-lea „Diode speciale" cuprinde tipuri speciale de diode întîlnite, cum sînt diodele tunel, diodele Bakward, diodele cu efect de cîmp, diode comandate (Diac), etc.

Capitolul al 21-lea „Tranzistoare speciale" cuprinde tranzistoarele unijoncţiune, tiristoarele, triacurile şi triodele cu 4 joncţiuni.

Capitolul al 22-lea „Fotosemiconductoare", prezintă cîteva aspecte legate de fotometrie, precum şi unele probleme privind fotorezistenţele, fotodiodele, fotosemiconductoare cu 3 electrozi şi diode emiţătoare de lumină.

În concluzie, întreaga lucrare este de mare utilitate, dar trebuie scoasă în evidenţă în special importanţa deosebită a capitolelor legate de schemele logice şi aplicaţiile schemelor digitale, capitole care sînt în strînsă legătură cu schemele integrate. Ea poate fi folosită, de asemenea, pentru studiu şi mai ales pentru lucrări practice de dezvoltare de către cei care lucrează în domeniul electronicii aplicate.

Ing. *Vasile Truşcă*

CZ 621.313.3 – 51/53

L y t h a l l, R. T. **Comanda motoarelor de curent alternativ** (A. C. Motor Control). London Iliffe Bocks, Butterworth Group, 1071, 139 pag.

În domeniul acţionărilor, motoarele asincrone reprezintă principalele maşini electrice utilizate astăzi şi în consecinţă o foarte bogată literatură continuă să apară pe această temă. Este vorba de lucrări de înalt nivel teoretic care se adresează unui număr redus de specialişti cît şi lucrări de nivel mediu care îşi găsesc un auditoriu atît în lumea inginerilor nespecialişti cît şi a studenţilor, tehnicienilor sau personalului de exploatare. Lucrarea de faţă face parte tocmai din această ultimă categorie, intenţia autorului fiind realizarea unui ghid practic cuprinzînd metode de bază privind pornirea, comanda, controlul secvenţial al motoarelor de inducţie, ghid pus la îndemîna „nespecialiştilor", a căror activitate este legată de aceste maşini, dar a căror pregătire nu permite o atacare a problemei la un nivel teoretic mai ridicat.

Cartea este concepută în patru capitole, tratînd pe rînd generalităţi asupra elementelor de comutare, a metodelor de pornire şi comandă, a circuitelor auxiliare şi a elementelor de protecţie.

Capitolul I, introducerea, reprezintă o prezentare succintă privind aparatura de comutare, a avantajelor pe care le prezintă comanda automată, a contactoarelor cu aer. La acest din urmă subiect autorul discută diversele particularităţi, tipurile utilizate în practică, condiţiile speciale pe care această aparatură trebuie să o îndeplinească funcţie de mediul în care lucrează.

Capitolul al II-lea se ocupă de pornirea şi comanda motoarelor asincrone. Sînt astfel discutate diversele tipuri de caracteristici mecanice ale maşinilor asincrone în scurtcircuit, cu simplă, dublă şi triplă colivie ; pe baza acestor caracteristici prezentîndu-se ulterior diversele metode de pornire. Dintre acestea prima comentată este pornirea directă de la reţea, atît în varianta simplă cît şi în varianta stea-triunghi. Ambele variante sînt completate de o schemă automată de pornire precum şi de fotografii privind dulapurile de comanda. În continuare sînt discutate pornirile prin autotransformator, schemele de comandă şi relaţiile de calcul ale cuplului şi curenţilor, metodele de pornire prin rezistenţe în circuitul statoric, rezistenţe în circuitul rotoric, precum şi formulele de deducere a valorii treptelor respective. Subcapitolul următor este legat de problemele de comandă ale vitezei, discutîndu-se pe rînd metodele de schimbare a numărului de poli, de variaţie a rezistenţelor rotorice, de utilizare a motoarelor asincrone cu colector.

Capitolul al III-lea priveşte circuitele auxiliare de comandă, fiind prezentate elementele schemelor desfăşurate de comandă şi semnalizare, elemente de siguranţă intrinsecă, probleme de comandă secvenţială, elemente de logică.

Ultimul capitol, al IV-lea se ocupă de aparatură de protecţie, precum şi de diversele posibilităţi de funcţionare anormală ale sistemului sau maşinilor conectate.

Protecţia de suprasarcină este prima discutată în diversele sale subvariante : siguranţe automate, elemente cu bimetal, relee electromagnetice de suprasarcină, termistoare etc. Protecţia contra punerilor la pămînt este realizată prin filtre de componente homopolare, protecţia la scurtcircuite fiind soluţionată integral prin diverse tipuri de fuzibile. Ultimele două tipuri de avarii discutate sînt : rămînerile în două faze şi scăderile de tensiune în reţea.

După cum se vede din conţinutul prezentat este vorba de o lucrare de nivel mediu, un ghid practic pentru calculul, alegerea şi reglajul aparaturii de comutare, pornire şi protecţie a maşinilor asincrone, o carte care se adresează numărului mare de utilizatori — nespecialişti — ai acestor maşini, cerînd un bagaj iniţial de cunoştinţe minim şi oferind soluţii simple directe şi eficace în diversele aplicaţii.

Ing. *R. Măgureanu*

CONTENTS

DC 621.3.014.31 : 681.332 : 621.316.57

Sasu, Mimi. : **Utilization of anologue computers in the analysis of the dynamic behaviour of an electric arc.**

Electrotehnica 20, No. 8, Aug 1972, p. 281–288

The mathematical description of a simple alternating current electric arc leads to non-linear differential equations that cannot be resolved by means of analytical means. To this end the author has used an analogue computer with which one obtains the time variations of voltage resistance and arc current. Out of these solutions, the author has determined some characteristic variables of the interruption electric arc, as a function of two adimensional parameters, depending on certain circuit and arc elements.

DC 621.316.5.006.6 : 621.312

Şontea, S. and *Firescu, L.* : **The technological factors which influence the quality of electric contacts of ,,Electrowocunit'' type.**

Electrotehnica 20, No. 8, Aug 1972, p. 289–292

The achievement of ,,Electrowocunit'' type electric contacts raises a series of quality problems — due to the complexity of the technological process. The authors describe the technological factors which directly influence the quality of the contacts, indicating the means to eliminate them.

DC 621.316.543.1 : 621.382

Turic, L. Popescu I. and *Murariu, N.* : **Electronic synchronous commutator with thyristors for the study of non — linear circuits.**

Electrotehnica 20, No. 8, 1972, p. 292–297

In the experimental study of non-linear circuits operating in non-stationary state, the apparatuses which offer the possibility to accurately settle and alter the initial conditions that determine the further evolution of processes, are absolutely necessary. The paper describes the achievement of a new type of apparatus, based on an original diagram, which enables to adjust the initial phase of sinusoidal signals applied to a circuit by the intermediary of two back-to-back circuit thyristors with triac characteristic. The results are sensibly more accurate than those supplied by the electronic commutators currently described in the specialist literature.

DC 621.316.57.064.42

Truşcă, V. : **The influence exerted by the metallic coating of the arc blow-out chamber tips on the switching-off process**

Electrotehnica 20, No. 8, Aug 1972, p. 298–305

The author presents some observations on the influence of the metallic coating of the arc blow-out chamber tips on low voltage commutation apparatuses.

The appreciation criterion was the minimal power developed by the electric arc.

DC 621.317.39 : 536.531

Iacobovici, I. **Thermometer with linear scale thermistor.**

Electrotehnica 20, No. 8, Aug 1972, p. 305–303

The author presents the designing elements for a thermometer equipped with a linear scale thermistor. The transducer (i. e. the thermistor) is located in a resistivity bridge; the optimum calculation relations are supplied.

FOR THE YOUNG ENGINEER.

DC 621.318.4.013 : 538.122

Arabadji, P. : **Spatial distribution of the magentic field produced by a cylindrical air-care solenoid.**

Electrotehnica 20, No. 8, Aug 1972, p. 308–313

The paper presents the calculation of the intensity distribution in a magnetic field created by a straight circular coil, after a space curve whatever, with applications to the calculation of the magnetic field distribution in the blow-out areas of the electric arc of alternating current magnetic arc blow-out dischargers.

BOOK REVIEW, REPORTS.

SOMMAIRE

CD 621.3.014.31 : 681.332 : 621.316.57

Sasu, Mimi : **L'utilisation du calculateur analogique lors de l'analyse du comportament dynamique d'un arc électrique.**
Electrotehnica 20, no. 8, août 1972, p. 281–288

La description mathématique d'un arc électrique dans un circuit simple de courant alternatif mène à des équations différentielles non-linéaires qui ne peuvent pas être résolues à l'aide des moyens analytiques. À cette fin, on a utilisé un calculateur analogique, avec lequel on a obtenu les variations au cours du temps, de la tension, de la résistance et du courant de l'arc. Basé sur ces solution, on a déterminé quelques valeurs caractéristiques de l'arc électrique d'interruption, en rapport avec les deux paramètres adimensionaux, dépemdents de certains éléments du circuit et de l'arc.

CD 621.316.5.066.6 : 621.312

Şontea, S. et *Firescu, L.* : **Les facteurs technologiques qui influencent la qualité des contacts électriques du type électrowocunit.**
Electrotehnica 20, no. 8, août 1972, p. 289–292

La réalisation des contacts électriques du type „Electrowocunit" par une micro-production a donné lieu à une série de problèmes concernant la qualité, grâce à la complexité du processus technologique pratiqué. Dans cet ouvrage on présente les facteurs technologiques ayant une influence directe sur la qualité des contacts et on indique la manière dont on peut les éliminer.

CD 621.316.543.1 : 621.382

Turic, L., Popescu, I. et *Murariu, N.* : **Commutateur électronique synchrone à thyristors, destiné aux études concernant les circuits non-linéaires.**
Electrotehnica 20, no. 8, août 1972, p. 292–297

Au cours de l'étude expérimentale des circuits non-linéaires qui fonctionnent en régime non-stationnaire, apparaissent comme particulièrement nécessaires les appareils par l'intermède desquels on peut fixer et modifier précisément les conditions initiales qui déterminent l'évolution ultérieure des processus. On présente, dans l'ouvrage, la réalisation basée sur un schéma original, d'un nouveau type d'appareil pour le reglage de la phase initiale des signaux sinusoïdaux que l'on applique à un circuit, par l'intermède de deux thyristors montés anti-parallèlement, donc ayant une caractéristique triac. Les résultats obtenus sont beaucoup plus précis que ceux fournis par le commutateur électronique présenté dans la littérature de spécialité.

CD 621.316.57.064.42

Truşcă, V. : **L'influence du recouvrement métallique des plaquettes des chambres d'extinction sur le processus de déconnectage.**
Electrotehnica 20, no. 8, août 1972, p. 298–305

On présente quelques conclusions concernant l'influence des recouvrements métalliques des plaquettes des chambres d'extinction dans le processus de déconnectage dans les appareils de commutation de basse tension. Comme critère d'appréciation on a considéré l'énergie minime développée dans l'arc électrique.

CD 621.317.39 : 536.531

Iacobovici, S. : **Thermomètre à thermistor avec échelle linéaire.**
Electrotehnica 20, no. 8, août 1972, p. 305–308

On présente certains éléments pour l'élaboration des projets d'un thermomètre à échelle de divisions linéarisée. Le thermomètre utilise le traducteur (thermistor) monté dans un pont (une traverse) résistif et on déduit les relations de calcul optimum des éléments de ce dernier.

POUR LE JEUNE INGENIEUR

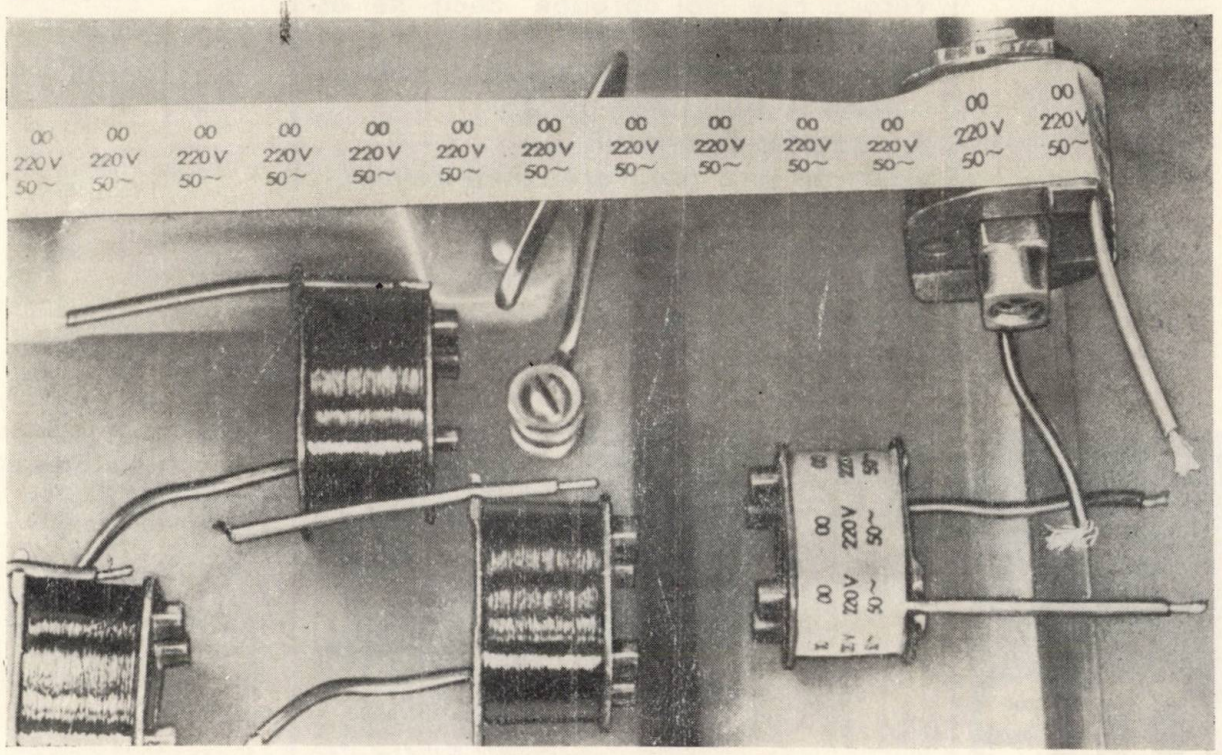
CD 621.318.4.013 : 538.122

Arabadji, P. : **La distribution spatiale du champ magnétique produit par un solénoïde cylindrique.**
Electrotehnica 20, no. 8, août 1972, p. 308–313

L'ouvrage comprend le calcul de la répartition de l'intensité du champ magnétique créé par une bobine circulaire droite, après une certaine courbe dans l'espace, calcul qui s'applique à la distribution du champ magnétique dans les surfaces d'extinction de l'arc électrique des déchargeurs à soufflage magnétique, de courant alternatif.

COMPTES-RENDUS, RÉFÉRATS

Industria electrotehnică rezolvă numeroase probleme folosind banda de lipit tesa



Benzile de lipit electroizolatoare tesa s-au verificat în fabricarea înfăşurărilor pentru transformatoare ca izolaţie de miez şi ca izolaţie intermediară, la lipirea straturilor de bobinaj, ca bandaje de capăt la bobine, sau la întărirea marginilor căptuşelii crestăturilor. Acestea sînt doar cîteva exemple din vastul domeniu de aplicare în electrotehnică

PUBLICOM

Vă rugăm, trimiteţi cuponul alăturat şi veţi primi material informativ detaliat.

Cupon*:

Dorim să ne informăm în mod gratuit şi fără a ne asuma o obligaţie. Vă rog să ne trimiteţi:

☐ Informaţii amănunţite în legătură cu benzile de lipit electroizolatoare tesa

☐ Cîteva mostre de role (rugăm indicaţi modul de folosire)

☐ O ruletă cu bandă tesa pentru biroul meu

Firma (întreprinderea)

Secţia

Adresa

* Decupaţi cuponul, indicaţi cele dorite şi trimiteţi la adresa.

tesa

BEIERSDORF, AG, 2 Hamburg 20. Unnastrasse 48

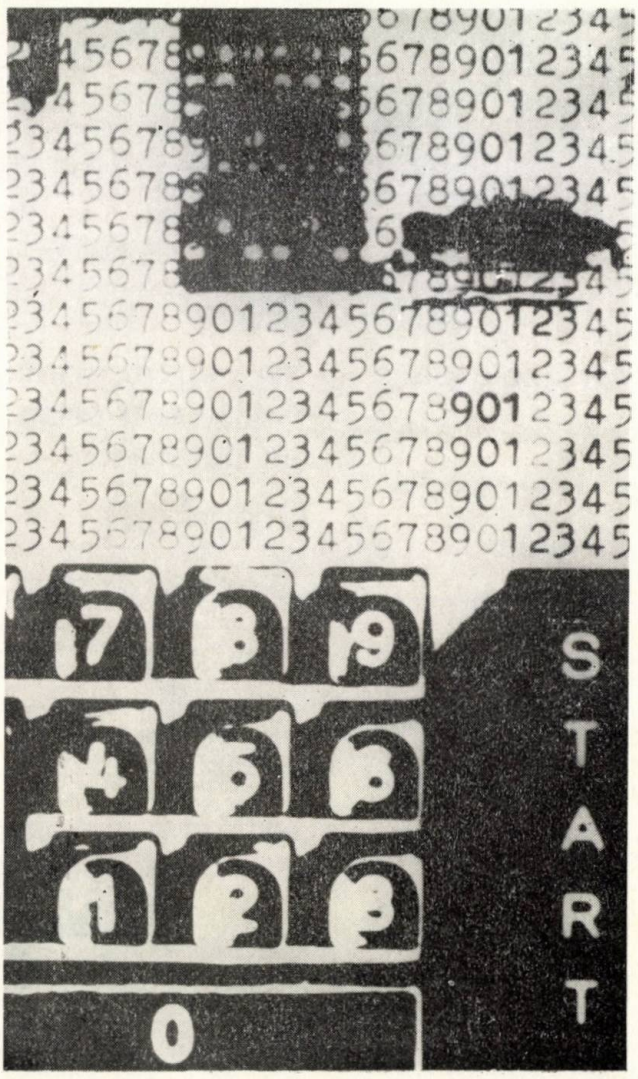
Republica Federală a Germaniei

Programăm progresul, pentru dumneavoastră

Rezolvarea problemelor, economic, presupune
raționalizare, automatizare
și organizare
în timp util
Viitorul este mai aproape decît ne așteptăm.
Pentru întîmpinarea lui, noi contribuim cu:
sisteme și dispozitive pentru
prelucrarea informațiilor,
orientate spre rezolvarea problemelor
în știință,
tehnică și economie.
În acest scop vă recomandăm:
să discutați cu noi pentru a vă informa.

bme

Bűromaschinen—Export
GmbH Berlin
DDR 108 Berlin
Friedrichstrasse 61
Republica Democrată Germană



Un astfel de prilej îl constituie Tîrgul Internațional din București, Pavilionul T.

Specialiștii noștri cu experiență pentru produsele ROBOTRON și **daro** vă stau la dispoziție.
Aici veți întîlni progresul programat

PUBLICOM

UZINA MECANICĂ DE UTILAJ CHIMIC

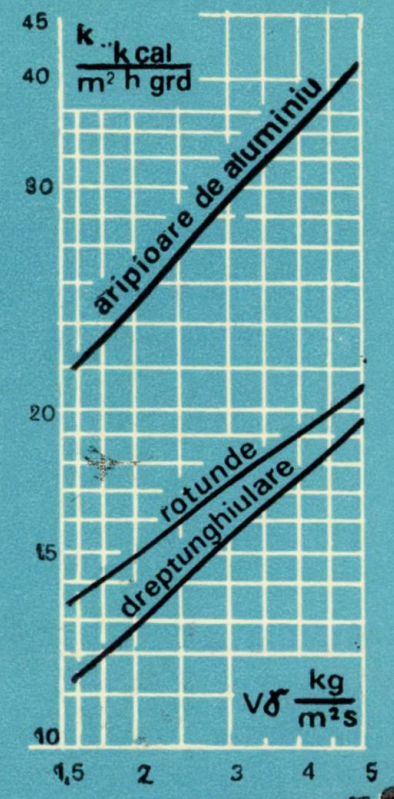
UMUC
BUCUREȘTI

● execută țevi cu aripioare laminate din aluminiu, pe suport de țeavă oțel carbon, oțel inoxidabil, folosite pentru schimbătoare de căldură, avînd ca mediu exterior aerul.

Dimensiunile de țeavă: 1/2" 3/4" și 1" cu lungimi pînă la 6 m.

● are asimilate pînă în prezent bateriile de răcire a uleiului de la autotransformatoarele de mare putere, precum și diferite baterii tip aerotermă.

Coeficienții medii de transmisie a căldurii pentru bateriile cu aripioare din aluminiu, comparativ cu bateriile cu aripioare din oțel de formă rotundă și dreptunghiulară.

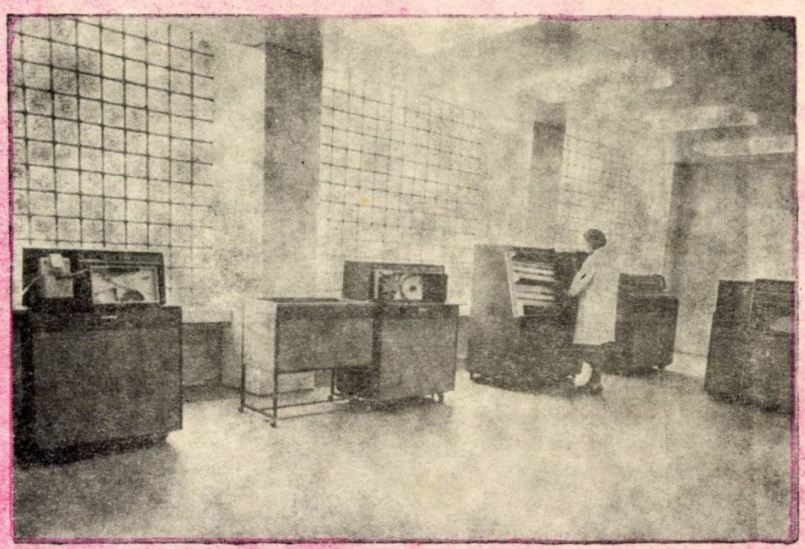


București Prelungirea Bulevardului Metalurgiei, Sectorul 5. Telefon 41.22.24, Oficiul Poștal 61, Căsuța poștală 5131

INSTITUTUL DE CERCETARE SI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICA

INSTITUT DECORAT CU ORDINUL MUNCII CLASA I-a

1972 OKT 24



Intenționați desigur să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive !

Cu siguranță că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați în producție, pe care ați dori poate să le înlocuiți cu altele mai bune sau mai ieftine !

Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor dvs., doriți standuri și metode de încercări care să vă dea, în orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele !

Exportați produse. Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite ?

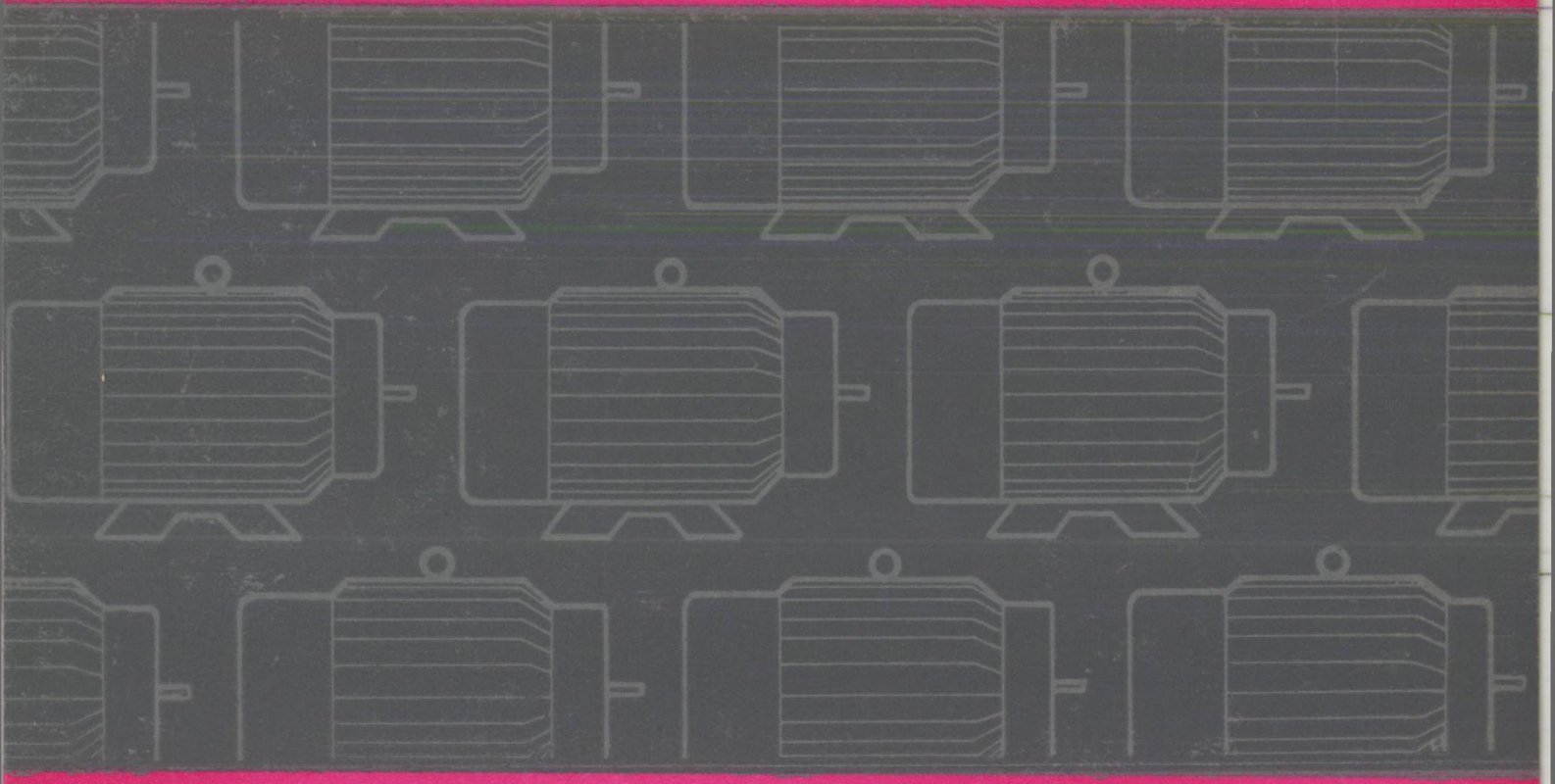
La toate aceste întrebări ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare și Proiectare pentru Industria Electrotehnică (ICPE) care în această perioadă își întocmește planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de încercări moderne, specialiști de înaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 20 ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteți să i-o acordați.

BUCUREȘTI · BD. T. VLADIMIRESCU Nr. 45-47 - TELEFON: 31.41.00

E 2040

ELECTROTEHNICA



9

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 20 • Nr. 9 • SEPTEMBRIE 1972

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ȘI SEMICONDUCTORI BĂNEASA

BUCUREȘTI II — ROMÂNIA — Str. Erou Iancu Nicolae nr. 32

Telefon 33.38.30 • Telex 011.203 • Serv. Desfacere 33.53.22

I. P. R. S. Băneasa

produce:

REZISTOARE
- cu peliculă de carbon
- bobinate

TERMISTOARE CERAMICE
- disc
- în capsulă

CONDENSATOARE
- polistiren (tip styroflex)
- poliester metalizat
- hîrtie metalizată
- hîrtie echipament auto
- hîrtie antiparazitare
- hîrtie pentru telefonie

CONDENSATOARE ELECTROLITICE
- normale
- miniatură
- nepolarizate

CONDENSATOARE CERAMICE
- disc
- tubulare
- plachetă
- ajustabile

CABLAJE IMPRIMATE

TRANZISTOARE

- de joasă frecvență
- de înaltă frecvență și comutatie
- de putere

DIODE

- de semnal și comutație
- redresoare
- redresoare pentru curenți mari
- stabilizatoare de tensiune
- de putere cu siliciu

CIRCUITE INTEGRATE

ELECTROTEHNICA

Anul 20 Nr. 9, pag. 321 — 360 septembrie 1972

CUPRINS

Editorial. **Dezvoltarea accentuată, multilaterală a ştiinţei şi tehnicii, a întregii economii — obiectiv fundamental trasat de Conferinţa Naţională a P.C.R.**
Electrotehnica 20, nr. 9, sept. 1972, p. 321–323

CZ 621.313.323.
Bunea, V.: **Probleme fundamentale ale maşinilor electrice sincrone speciale.**
Electrotehnica 20, nr. 9, sept 1972, p. 324–337

După ce sînt semnalate unele lacune în teoria existentă a maşinilor sincrone, în lucrare se studiază, sub un aspect nou, teoria maşinii sincrone de tip inductor Guy. Studiul este elaborat ţinînd seamă de efectul skin în tolele magnetice ale maşinii. Se arată că acest efect poate să ducă în anumite condiţii la scăderea în mod simţitor a performanţelor maşinii.

CZ 621.315.59 : 621.56
Ionescu, R., Jaklovszky, J., Nistor, N. şi *Niculescu, D.*: **Dispozitiv refrigerator pe bază de semiconductoare.**
Electrotehnica 20, nr. 9, sep 1972, p. 337–343

Sînt descrise principiile de calcul al dispozitivelor refrigeratoare cu semiconductoare. Cu materiale semiconductoare obţinute de autori este experimentat un dispozitiv refrigerator ale cărui performanţe corespund parametrilor impuşi la proiectare.

CZ 621.316.722 : 621.313,39
Huţanu, C.: **Comportarea dinamică a autodinelor regulatoare de tensiune în sarcină.**
Electrotehnica 20, nr. 9, sept 1972, p. 344–350

Se prezintă studiul analitic al regimului dinamic pentru autodinele regulatoare de tensiune avînd ca sarcină un motor de c.c. cu excitaţie independentă. Se obţin concluzii asupra stabilităţii în funcţionare, verificate şi experimental.

CZ 621.318.21 : 546.65
Cedighian, S. **Evoluţia magneţilor permanenţi din compuşii pămînturilor rare.**
Electrotehnica 20, nr. 9 sept. 1972, p. 351–352

S-au realizat progrese la elaborarea magneţilor din compuşii pămînturilor rare prin substituirea parţială a samariului cu mischmetal fără a afecta energia magnetică; la magneţii turnaţi s-a obţinut chiar un spor de aproximativ 20%. Rezultatele obţinute au contribuit la simplificarea tehnologiei de elaborare şi scăderea preţului de cost. Magneţii din compuşii pămînturilor rare au intrat în producţie de serie.

PENTRU TINĂRUL INGINER
CZ 621.313.39.042
Ionescu, M.: **Reluctanţa părţilor frontale ale circuitului magnetic la selsine fără contacte**
Electrotehnica 20, nr. 9, sept. 1972, p. 352–356

REALIZĂRI DIN INDUSTRIE 357

TEZE DE DOCTORAT 357

RECENZII 358

REFERATE 359

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. PL. ANDRONESCU; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. șt. tehn. A. AVRAMESCU – redactor responsabil; ing. V. BUNEA; ing. V. CIOFU; prof. dr. doc. șt. tehn. V. CORLĂȚEANU; ing. ȘT. GROSU; prof. dr. ing. G. HORTOPAN – redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. LAZARIDE; dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. M. OPASCHI; ing. A. POPA; prof. ing. CRISTIANA POPESCU; ing. VL. POPOVICI; [academician prof. dr. doc. șt. tehn. ing. R. RĂDULET; ing R. VLĂDOIANU.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, sub îndrumarea științifică a Institutului de cercetare și proiectare pentru industria electrotehnică, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon director: 14.62.67. Redacția: București, str. Mândinești nr. 3, sector IV; telefon secretar general de redacție: 13. 90. 87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon: 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România – Filiala sectorului 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația" București, str. Brezoianu, nr. 23 – 25, *c. 1637. Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 137/399/1972*

41 400

СОДЕРЖАНИЕ

Передовая

Electrotehnica **20** № 9, сент, 1972, стр, 321–323

ДК 621.313.323

Буня, В.: **Основные проблемы специальных электрических синхронных машин.**

Electrotehnica **20**, № 9, сент. 1972, стр. 324–337

В работе отмечаются некоторые недостатки в существующей теории синхронных машин и изучается, в новом аспекте, теория синхронной машины индукционного типа Guy. Работа проведена с учетом эффекта skin в магнитной листовой стали машины. Показано, что этот эффект может привести в некоторых условиях к значительному снижению коэффициента полезного действия машины.

ДК 621.315.59:621 56

Ионеску. Р., Якловски, Ж., Нистор, Н. и *Никулеску, Д.:* **Охлаждающее устройство на основе полупроводников**

Electrotehnica **20**, № 9, сент. 1972, стр. 337–343

Описываются принципы расчета охлаждающих устройств с полупроводниками. На полупроводниковых материалах, полученных авторами, было экспериментировано охлаждающее устройство, показатели которого соответствуют запроектированным параметрам.

ДК 621.316.722:621.313.39

Гуцану, К.: **Динамическое поведение автодин, регулирующих напряжение под нагрузкой**

Electrotehnica **20**, № 9, сент. 1972, стр 344–350

Приводится аналитическое исследование динамического режима для автодин регулирующих напряжение, имея в качестве нагрузки двигатель постоянного тока с независимым возбуждением. Делаются выводы относительно стабильности в работе, проверенные и экспериментированные.

ДК621.318.21:546.65

Чедигьян, С.: **Эволюция постоянных магнитов из редкоземельных соединений.**

Electrotehnica **20**, № 9, сент. 1972, стр. 351–352

Достигнут прогресс в разработке магнитов из редкоземельных соединений путем частичного замещения самария мишметаллом без влияния на магнитную энергию; при литых магнитах отмечается увеличение приблизительно на 20 %. Получнные результаты способствовали упрощению технологии разработки и снижению себестоимости. Магниты из редкоземельных соединений введены в серийное производство.

ДЛЯ МОЛОДОГО ИНЖЕНЕРА

ДК 621.313.39.042

Ионеску., М.: **Сопротивление передней части магнитной бесконтактной цепи на сельсинах.**

Electrotehnica **20**, № 9, сент. 1972, стр. 352–356

ДОСТИЖЕНИЯ В ПРОМЫШЛЕННОСТИ 357

ДОКТОРСКИЕ ДИССЕРТАЦИИ 357

РЕЦЕНЗИИ 358

ДОКЛАДЫ 359

INHALTSVERZEICHNIS

Vorwort

Electrotehnica **20**, H. 9, Sept. 1972, S. 321–323

DK 621.313.323

Bunea, V.: **Grundprobleme der speziellen elektrischen Synchronmaschinen**

Electrotehnica **20**, H. 9, sept, 1972, S. 324–337

Der Verfasser weist auf einige Lücken in der gegenwärtigen Theorie der Synchronmaschinen hin und behandelt, von einem neuen Standpunkt aus, die Theorie der Induktions-Synchronmaschinen Typ Guy. Bei der Untersuchung wurde Skineffekt in den magnetischen Kernblenchen der Maschine in Betracht gezogen. Es wird betont, dass dieser Effekt, unter gewissen Bedingungen, zu einer spürbaren Leistungssenkung der Maschine führen kann.

DK 621.315.59 : 621.56

Ionescu, R., Jaklovszky, J., Nistor, N. und *Niculescu, D.:* **Tiefkühlvorrichtung auf Halbleiterbasis**

Electrotehnica **20**, H. 9, Sept. 1972, S. 337–343

Es werden die Berechnungsprinzipien für eine, mit Halbleitern bestückte Tiefkühlvorrichtung beschrieben. Mit den, von den Verfassern entwickelten Halbleitestoffen wurde eine Tiefkühlvorrichtung ausgestattet und getestet, deren Leistung den, im Entwurf vorgesehenen Parametern entspricht.

DK 621.316.722 : 621.313.39

Hułan, C.: **Dynamisches Verlhaten der Autodynen für Spannungsreglung unter Belastung**

Electrotehnica **20**, H. 9, Sept. 1972, S. 344–350

Der Verfasser untersuchte vom analytischen Standpunkt aus, das dynamische Verhalten der Autodynen für Spannungsreglung, die von einem Gleichstrommotor mit Fremderregung belastet werden. Es werden Schlussfolgerungen in bezug auf die Betriebsstabilität gezogen und experimentell überprüft.

DK 621.318.21 : 546.65

Cedighian, S.: **Entwicklung der Dauermagnete aus Verbindungen seltener Erden**

Electrotehnica **20**, H. 9, Sept. 1972, S. 351–352

Bei der Entwicklung von Magneten aus Verbindungen seltener Erden mit teilweiser Substitution des Stoffes durch Mischmetall ohne die magnetische Energie zu beeinträchtigen wurden Fortschritte erzielt. Bei gegossenen Magneten wurde sogar eine zusätzliche Leistung von etwa 20 % verzeichnet. Die erzielten Ergebnisse trugen zur Vereinfachung der Fertigungstechnologie und zur Senkung des Selbstkostenpreises bei. Die aus Verbindungen seltener Erden gefertigten Magneten wurden in die Serienproduktion eingeführt.

FUR DEN JUNGEN INGENIEUR

DK 621.313.39.042

Ionescu, M.: **Reluktanz der Stirnteile des Magnetkreises bei kontaktlosen Drehmeldern**

Electrotehnica **20**, H. 9, Sept, 1972, S. 352–356

LEISTUNGEN IN DER INDUSTRIE 357

DISSERTATIONEN 357

BUCHBESPRECHUNGEN 358

REFERATE 359

SOMMAIRE

Editorial

Electrotehnica **20**, no. 9, sept. 1972, p. 321–323

CD 621.313.323

Bunea, V. : **Problèmes fondamentaux des machines électriques synchrones spéciales.**

Electrotehnica **20**, no. 9, sept. 1972, p. 324–337

Après que l'on signale certaines lacunes de la théorie existante concernant les machines synchrones, on étudie dans cet ouvrage, sous un nouvel aspect, la théorie de la machine synchrone du type inducteur Guy. L'étude est élaborée en tenant compte de l'effet pelliculaire (Kelvin) dans les tôles magnétiques de la machine. On montre que cet effet peut mener, dans certaines conditions, à la réduction sensible des performances de la machine.

CD 621.315.59 : 621.56

Ionescu, R., Jaklovszky, J., Nistor, N. et *Niculescu, D.* **Dispositif réfrigérateur à base de semi-conducteurs.**

Electrotehnica **20**, no. 9, sept. 1972, p. 337–343

On décrit les principes de calcul des dispositifs réfrigerateurs à semi-conducteurs. En utilisant des matériaux semiconducteurs obtenus par les auteurs, on a expérimenté un dispositif réfrigérateur dont les performances correspondent aux paramètres imposés lors de l'élaboration des projets.

CD 621.316.722 : 621.313.39

Hufanu, C. : **Le comportement dynamique des autodynes, régulatrices de tension, en charge.**

Electrotehnica **20**, no. 9, sept. 1972, p. 344–350

On présente l'étude analytique du régime dinamique pour les autodynes régulatrices de tension, ayant comme charge un moteur de courant continu à excitation indépendante. On obtient des conclusions concernant la stabilité pendant le fonctionnement, vérifiée aussi expérimentalement.

CD 621.318.21. : 546.65

Cedighian, S. : **L'évolution des aimants permanents à partir des components des terres rares.**

Electrotehnica **20**, no. 9, sept. 1972, p. 351–352

On a réalisé des progrès dans l'élaboration des aimants à partir des components des terres rares, par la substitution partielle du samarium avec du métal de mixture, sans affecter l'énergie magnétique ; on a même obtenu un accroissement d'environ 20% aux aimants coulés. Les résultats obtenus ont contribué à simplifier la technologie d'élaboration et à la réduction du prix de revient. Les aimants fabriqués à patir des components des terres rares sont entrés dans la production en série.

POUR LE JEUNE INGÉNIEUR

CD 621.31339.042

Ionescu, M. : **La réluctance des parties frontales du circuit magnétique aux selsynes sans contacts.**

Electrotehnica **20**, no. 9, sept. 1972, p. 352–356

RÉALISATIONS DE L'INDUSTRIE 357

THÈSES DE DOCTORAT 357

COMPTES-RENDUS 358

RÉFÉRATS 359

CONTENTS

Editorial

Electrotehnica **20**, No. 9, sept. 1972, p. 321–323

DC 621.313.323

Bunea, V. : **Basic problems in the field of special synchronous electric machines.**

Electrotehnica **20**, No. 9, sept 1972, p. 324–337

After pointing out some gaps in the present theory of synchronous machines, the author, presents the theory of Guy inductor type synchronous machines, in a new light, taking account the skin effect in the magnetic sheets of the machine. This effect is liable to lessen, under certain conditions, the performances of the machine.

DC 621.315.59 : 621.56

Ionescu, R., Jaklovszky, V., Nistor, N. and *Niculescu, D.* **Refrigerating device equipped with semiconductors**

Electrotehnica **20**, No. 9, sept. 1972, p. 337–343

The paper describes the calculation principles of refrigerating devices equipped with semiconductors. The performances of a refrigerating installation using semiconductors devised by the authors, correspond to the design parameters.

DC 621.316.722 : 621.313.39

Hufanu, C. : **Dynamic behaviour of load voltage regulating autodynes.**

Electrotehnica **20**, No. 9, sept. 1972, p. 344–350

An analytical study of the dynamic conditions of voltage regulating autodynes feeding a direct current independently excited motor. The author presents conclusions checked also experimentally on the stability of operations.

DC 621 318.21. : 546.65

Cedighian, I. **Evolution of permanent magnets made from rare-earths compounds**

Electrotehnica **20**, No. 9, sept 1972, p. 351–352

Progress has been achieved in rare-earths magnet manufacture, partially substituting mischmetal for Samarium, without affecting the magnetic energy; in cast magnets a rise in energy of about 20% was observed. These results have led to a simplification of elaboration technology and reduced costs.

Rare-earths magnets have gone into serial production.

FOR THE YOUNG ENGINER

DC 621.313.39.042

Ionescu, M. **Reluctance of front parts of the magnetic circuit in contactless selsyns.**

Electrotehnica **20**, No. 9 sept 1972, p. 352–356

INDUSTRIAL ACHIEVEMENTS 357

DOCTOR'S DEGREE THESIS 357

BOOK REVIEW 358

NOTES 359

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

ÎNDRUMAREA ȘTIINȚIFICĂ: INSTITUTUL DE CERCETARE ȘI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ
EDITOR: OFICIUL DE DOCUMENTARE ȘI PUBLICAȚII TEHNICE AL M.I.C.M.

Anul 20 | Nr. 9 | București, septembrie 1972

Dezvoltarea accentuată, multilaterală a științei și tehnicii, a întregii economii — obiectiv fundamental trasat de Conferința Națională a P.C.R.

Documentele Conferinței Naționale a Partidului Comunist Român care s-a desfășurat în perioada 19—21 iulie a.c. dau o imagine clară a drumului pe care trebuie să-l parcurgă poporul nostru spre culmi înalte ale civilizației. Ele cuprind bilanțul realizărilor obținute pînă în prezent pentru traducerea în viață a programului elaborat de Congresul al X-lea și a stabilit noi măsuri pentru perfecționarea în continuare a organizării și conducerii economiei, a întregii vieți sociale.

Obiectivele propuse și fixate de către partid sînt un rod al cercetării fenomenelor specifice fiecărei etape de dezvoltare în conformitate cu principiile generale ale dezvoltării sociale în lumina învățăturii marxist-leniniste. Politica economică elaborată este argumentată riguros științific și vizează perfecționarea și raționalizarea întregii activități productive, promovarea formelor de conducere și organizare cele mai adecvate etapei date de dezvoltare, promovarea neabătută a noului în luptă cu eliminarea rutinei și automulțumirii.

În analiza realizărilor obținute nu trebuie să se uite efortul depus de întreaga țară, de poporul nostru, pentru lichidarea stării de înapoiere lăsată de burghezia română. Clasa noastră muncitoare cucerind puterea politică, a avut de rezolvat probleme complexe nu numai ale revoluției socialiste, ci și ale revoluției burgheze care nu se desăvîrșise în țara noastră la timpul ei. În raport cu anul 1938, producția industrială globală în prezentul cincinal va fi de 28—30 ori mai mare, iar a industriei constructoare de mașini de 92—98 ori mai mare. Aceste date scot în evidență rezultate deosebit de mari posibile numai datorită unei politici înțelepte profund științifice de industrializare neabătută a țării.

Aceste creșteri cantitative au fost însoțite de schimbări calitative în structura industrială a țării. Diversificarea industriei constructoare de mașini a făcut posibil ca țara noastră să-și schimbe treptat locul în diviziunea mondială a muncii, să se afirme ca exportatoare a unor produse industriale care înainte erau importate cu mari sacrificii. În acest context, industria electrotehnică s-a dezvoltat substanțial, jucînd un rol din ce în ce mai important în producția noastră industrială, în asigurarea unei economii moderne.

Mărețele înfăptuiri obținute în dezvoltarea economică și socială a țării „se datoresc muncii eroice depuse de clasa muncitoare — forța de bază a societății noastre — clasa conducătoare în stat, de țărănime, aliată de nădejde a clasei muncitoare, de intelectualitatea noastră nouă, de toți oamenii muncii fără deosebire de naționalitate; ele confirmă pe deplin justețea politicii marxist-leniniste a partidului nostru, care aplică în mod creator legile generale ale construcției socialiste la realitățile concrete ale României, demonstrează superioritatea noii orînduiri, uriașa capacitate de creație a poporului eliberat de exploatare și asuprire, liber și stăpîn pe soarta sa, hotărît să-și făurească viitorul său fericit".

Decalajul care ne mai desparte pe noi, țară în curs de dezvoltare, de țările avansate sub aspect industrial, tehnic, științific, cultural este încă deosebit de mare. Astfel venitul național pe locuitor care în prezent este de 500—600 dolari anual este de 4—5 ori mai mic decît în țările dezvoltate, nivelul productivității muncii mult mai redus, ponderea populației active în agricultură mult mai ridicată (47 la sută) față de țările industriale mai dezvoltate unde această pondere reprezintă doar 10—15 la sută.

Se impun eforturi susținute pentru lichidarea acestei stări în așa fel ca în preajma anului 1990 venitul național să crească de 5—6 ori, adică la 2500—3000 dolari pe locuitor. Aceasta va permite ca 28—30 la sută să fie destinat pentru fondul național de dezvoltare economico-socială, asigurînd un puternic avînt al forțelor de producție conform cerințelor dezvoltării sociale și a țelului propus — societatea comunistă.

Programul elaborat de Congresul al X-lea al partidului — făurirea societății socialiste multilateral dezvoltate — cuprinde măsurile pentru dezvoltarea multilaterală a României, perfecționarea relațiilor socialiste de producție, organizarea întregii societăți pentru participarea activă a populației la înfăptuirea politicii interne și externe, la ridicarea României în rîndul popoarelor civilizate.

„Cincinalul în patru ani și jumătate" este lozinca lansată de Conferința extraordinară a Comitetului Municipal P.C.R. București care a cuprins întreaga țară într-o largă și puternică întrecere.

Transpunerea în viață a angajamentelor luate ca răspuns la înflăcărata chemare va asigura economiei naționale o economie deosebit de mare, concretizîndu-se în obținerea unei producții industriale globale în valoare de 580—600 miliarde lei, deci cu un spor de 40—60 miliarde lei peste prevederile planului cincinal.

Un rol important în aceste transformări grandioase revine industriei, atît sub aspectul volumului, cît și al structurii ei. Preocupările pentru realizarea unei economii moderne de înaltă eficiență economică sînt deosebit de mari „Ne propunem ca în deceniile următoare — arată tov. Nicolae Ceaușescu — să creăm o industrie puternică, la nivelul tehnicii și științei moderne, care să aibă ca ramuri de bază electronica și electrotehnica, mecanica fină, construcțiile navale, producția de mase plastice, de fibre sintetice, energie nucleară și altele".

Influența revoluției tehnico-științifice contemporane este deosebit de activă. În lucrările Conferinței Naționale recent încheiate, rolul industriei constructoare de mașini în contextul acestui proces revoluționar a fost analizat în mod deosebit, deoarece diversificarea economiei moderne nu se poate realiza decît prin progresul acestei ramuri.

În cadrul industriei constructoare de mașini, un loc important ocupă industria electrotehnică. Consecință a pătrunderii energiei electrice în producție, industria electrotehnică reprezintă o pîrghie importantă în modernizarea economiei naționale.

Dezvoltarea și diversificarea industriei electrotehnice sînt procese necesare cerute de realitatea tehnică contemporană, deoarece electrotehnica are o ramificație foarte largă în aproape toate domeniile de activitate.

Industria electrotehnică aduce o contribuție substanțială în procesul de electrificare a țării prin agregatele și aparatajul puse la dispoziție, cît și în procesul transformării și transmiterii energiei electrice.

Aproape întreaga producție industrială se creiază cu ajutorul aparatajului electrotehnic. Diversificarea producției electrotehnice, lărgirea gamei valorilor de întrebuințare are o importanță deosebit de mare sub aspectul eficienței economice. Se știe că în industria construcțiilor de mașini, o pondere destul de însemnată o au produsele care consumă o cantitate mare de metal. Astfel coeficientul de utilizare a metalelor în țara noastră este mai mic decît în unitățile similare din alte țări, respectiv 0,5—0,7 față de 0,8—0,9.

În aceste condiții se impune necesitatea reproiectării unor mașini și utilaje în industria construcțiilor de mașini, cît și dezvoltarea acelor subramuri care produc produse care înglobează o valoare mare într-o tonă de metal. Industria electrotehnică este una din aceste subramuri care își aduce contribuția substanțială la valorificarea superioară a metalului.

Fiind un domeniu legat puternic de progresul tehnic contemporan, produsele electrotehnice devin tot mai complexe, cu performanțe înalte. Aceasta face ca gama produselor industriei electrotehnice să se reînnoiască continuu, să elimine din fabricație tot ce este depășit. Se preconizează ca pînă la sfîrșitul anului 1975 în totalul producției industriale, 45 la sută să reprezinte produse noi sau modernizate în cursul acestui cincinal; în industria construcțiilor de mașini această pondere să reprezinte peste 60 la sută, iar în domeniul electrotehnic, electronic, mecanică fină, această proporție să fie de 80 la sută.

Un alt aspect deosebit de important este legătura indisolubilă dintre nivelul de dezvoltare al industriei electrotehnice și utilizarea acestor produse în viața cotidiană a membrilor societății. În consumul populației pătrund tot mai mult produsele electrotehnice de uz casnic și de folosință îndelungată, definind în parte nivelul de civilizație și de cultură al unui popor.

Ținînd seama de multiplele implicații ale industriei electrotehnice în viața economică și socială a țării, în fața lucrătorilor din această ramură stau o serie de probleme pe care Conferința Națională le-a subliniat în mod deosebit. Ele se referă la: utilizarea intensivă și rațională a capacităților de producție și încărcarea corespunzătoare a mașinilor și utilajelor existente, scurtarea termenului de execuție a noilor obiective, eliminarea unor locuri înguste, reînnoirea permanentă a sortimentelor.

O condiție fundamentală pentru progresul acestei ramuri este dezvoltarea creației tehnico-științifice românești. În sprijinul afirmării creației tehnice autohtone, partidul și statul au acordat toată atenția înzestrării cu o bază materială pentru dezvoltarea cercetării științifice în toate verigile de activitate cît și preocupării formării unei intelectualități care să corespundă acestor deziderate. Știința, ca forță nemijlocită de producție este chemată să rezolve problemele complexe ale producției prin conjugarea eforturilor între cercetare-proiectare-producție.

Inginerii și tehnicienii se bucură de înalta prețuire și încredere din partea conducerii de partid și de stat ca promotori ai progresului tehnic. „Inginerii și specialiștii trebuie să-și desfășoare activitatea în sectoarele de concepție, proiectare și cercetare ale unităților de producție — se arată în unul din documentele de partid asigurîndu-se astfel valorificarea deplină și cît mai operativă a rezultatelor gîndirii tehnice proprii".

Orice inginer este un conducător la locul său de muncă, de care depinde buna organizare și raționalizare a producției. Măsurile pentru utilizarea completă a capacităților de producție, generalizarea schimbului II și extinderea schimbului III însoțită de distribuirea rațională a forței de muncă pe schimburi cu o asistență tehnică corespunzătoare, modernizarea producției, etc. sînt și trebuie să fie în bună parte rodul activității de organizare și conducere a specialiștilor în diverse domenii de activitate. Toți specialiștii din domeniul tehnic trebuie să fie în fruntea mișcării de inovații și raționalizări, să devină pasionați ai progresului tehnic, luptători activi în promovarea științei românești, contribuind astfel la reglementarea comerțului exterior și a sistemului nostru valutar. Dezvoltarea creației tehnice autohtone și restrîngerea licențelor, scurtarea termenelor de aplicare a cuceririlor științei în producție sînt probleme deosebit de importante pentru progresul poporului nostru.

O problemă centrală dezbătută pe larg de către participanții la Conferința Națională a constituit-o sistematizarea factorilor de perfecționare a conducerii vieții social-economice.

Perfecționarea metodelor conducerii și planificării economiei naționale nu reprezintă un scop în sine, ci ca subordonată înfăptuirii obiectivelor fundamentale ale dzevoltării sociale. Fiecare etapă de dezvoltare istorică impune și o anumită formă de conducere și organizare socială. Societatea socialistă fiind o creație conștientă a maselor presupune o asemenea organizare încît să asigure unirea eforturilor întregului popor într-o anumită direcție cerută de dezvoltarea societății omenești.

Activitatea conștientă a maselor conduse de partidul marxist-leninist în această etapă de făurire a societății socialiste multilateral dezvoltate este îndreptată pentru dezvoltarea armonioasă a forțelor de producție pe întreg teritoriul țării, perfecționarea continuă a noilor relații de producție, studierea și cunoașterea legilor obiective ale dezvoltării sociale, pentru lichidarea contradicțiilor existente pentru a nu deveni antagoniste, etc.

De asemenea, un loc important ocupă în preocuparea partidului așezarea consecventă a raporturilor sociale pe principiile echității socialiste, adîncirea democrației, formarea și întărirea conștiinței socialiste a maselor de oameni ai muncii, formarea omului nou.

La scara întregii societăți, măsurile preconizate contribuie la punerea în valoare a rezervelor de care dispune societatea noastră pentru utilizarea mai rațională a resurselor materiale și financiare, pentru obținerea unor rezultate economice maxime.

Hotărîrile și măsurile adoptate de Conferința Națională a partidului reprezintă pentru toți cetățenii patriei noastre o imagine clară a viitorului, de progres și prosperitate.

Evoluția societății omenești contemporane arată că numai o țară cu o industrie dezvoltată multilateral se poate înscrie în rîndul popoarelor civilizate.

Industria electrotehnică își aduce contribuția sa la atingerea aspirațiilor poporului nostru pentru asigurarea unei vieți prospere, înfloritoare, pentru un viitor fericit.

Probleme fundamentale ale mașinilor electrice sincrone speciale

VICTOR BUNEA* — București

CZ 621.313.323

1. Introducere

Cu toate că mașinile sincrone se fabrică de peste 90 de ani mai există și astăzi probleme insuficient clarificate la aceste mașini.

Park [1] a dezvoltat cunoscutele sale ecuații pentru a se putea studia comportamentul mașinii în funcționare staționară sau tranzitorie, dar se știe că aceste ecuații conțin aproximații care le fac inadecvate proiectării mașinii. Destul de recent, Nicolaide [2] dă relații mai exacte pentru parametrii bobinajului de amortizare care intră în ecuațiile lui Park, iar Dordea [3] corectează ecuațiile lui Park ținînd seama de pierderile în fier.

Noi ne-am propus să analizăm sub formă mai generală, dar totuși în detaliu pînă la exemple numerice, aproximațiile ce se fac în ecuațiile lui Park, fie în vederea ameliorării formei acestor ecuații, fie pentru a cunoaște mărimea erorilor. Nu este lipsit de interes să arătăm că, chiar ecuația fundamentală, respectiv legea circuitului magnetic, care stă la baza teoriei și proiectării mașinilor electrice, nu se folosește corect, deoarece nu ține seama că în tolă, cîmpul H nu este uniform pe toată lățimea tolei, ceea ce dă naștere la fenomene foarte importante în anumite cazuri, respectiv la anumite mașini.

Prezenta lucrare reprezintă prima parte a lucrărilor noastre, limitată la studiul mașinilor sincrone speciale de tip inductor, adică cu reluctanță, variabilă la care refularea fluxului la marginea tolei este accentuată, iar fenomenele de care am amintit vor fi bine puse în evidență, așa cum de altfel se va arăta în continuare.

Mașinile generatoare de tip inductor, care se construiesc astăzi aproape exclusiv pentru producerea curenților de medie frecvență (1—10 kHz) s-au dezvoltat mai ales în două variante: tipul Lorenz și tipul Guy. Ultimul este folosit pentru frecvențe peste 4 000 Hz [4], iar primul pentru frecvențe sub 4 000 Hz. Pentru frecvențele cuprinse între 2 500—4 000 Hz se folosesc ambele tipuri de generatoare. Părerea unor constructori că generatorul Guy nu este indicat pentru frecvențe sub 4 000 Hz este nejustificată [5].

Faptul că rotorul acestor mașini este în întregime lipsit de bobinaj ar trebui să le confere un grad excepțional de robustețe și siguranță în funcționare.

Din nefericire, atunci cînd se utilizează mașinile de tip inductor Lorenz sau Guy apar anumite dificultăți, datorită saturației circuitului magnetic care face ca în caracteristicile lor de funcționare să apară maxime. Astfel se întîmplă adesea ca puterea activă a mașinii să fie determinată numai de saturația magnetică și nu de încălzire, adică de capacitatea termică a mașinii, cum este cazul la mașinile electrice normale [6].

În scopul înlăturării acestei dificultăți se folosesc viteze periferice mari, întrefier mic și condensatoare conectate în serie între alternator și sarcină. Toate aceste metode își au dezavantajele lor și o mare parte din avantajele rotorului nebobinat sînt neutralizate, reducîndu-se în același timp și randamentul mașinii.

Una dintre cauzele cele mai importante ce împiedică îmbunătățirea mașinilor de medie frecvență și reducerea dezavantajelor arătate este faptul că teoria lor a fost insuficient studiată. Astfel, de exemplu, determinarea vîrfului caracteristicii de sarcină a fost sumar sau chiar de loc tratată, deși acest lucru prezintă un interes practic mult mai mare decît determinarea vîrfului caracteristicii de mers în gol.

În această situație, introducerea metodei liniarizării limitate și progresive a caracteristicii de magnetizare a generatorului [7]* a dus la abordarea problemelor acestor generatoare sub un nou aspect și a permis rezolvarea lor cu succes.

O prezentare mai concentrată și în același timp mai completă a teoriei acestor generatoare a fost făcută în lucrarea [8] din bibliografie**.

Deși lucrările citate permit determinarea vîrfului caracteristicii de sarcină a acestor generatoare, ceea ce nu s-a putut face pînă atunci, experiența a arătat că în multe cazuri, în special la generatoare construite pentru frecvențe mai ridicate (aproximativ peste 4 000 Hz), calculul era mult prea optimist în comparație cu realitatea. S-a găsit că acest dezacord se datorează efectului magnetic skin în tolele mganetice ale generatorului, fenomen

* Ing. *V. Bunea* lucrează la Uzina de Mașini Electrice—București

* În această lucrare, propoziția de sub punctul a), pagina 249, trebuie citită: The linear variation of the m. m. f. as a function of the flux—density in the equivalent air—gap.

** În această lucrare trebuie introduse următoarele corecturi:

— primul termen al ecuației 23 trebuie citit: $(\omega L_a + X_{sk})\, d^2 i_a/dx^2$

— cuvintele „above 2,5 *Kc/s*" din ultimul paragraf al capitolului 6 trebuie citite: „below 2,5 *Kc/s*".

— în ecuația 58 numărătorul fracției din paranteză trebuie citit: $a'_k B_k$

care a fost studiat în lucrarea [9]* din bibliografie și care fusese ignorat pînă atunci.

Lucrarea de față are ca obiectiv să rezume și să expună într-un mod mai unitar teoria generatorului de medie frecvență expusă în bibliografie [8], ținînd seama de efectul magnetic skin în tolele generatorului. În plus, teoria este completată și cu analiza efectului armonicii a doua a fluxului în sarcină, efect care a fost neglijat în lucrările [7] și [8] și prea sumar tratat în lucrarea [9].

Prezenta lucrare trebuie considerată ca o urmare a lucrării [8] la care ne vom referi adesea în textul care urmează denumind-o uneori „lucrarea precedentă". Pentru acest motiv, notațiile folosite în lucrarea precedentă sînt folosite pe cît posibil și în această lucrare.

Teoria dezvoltată și completată în acest mod permite examinarea mai departe a problemelor aferente acestor generatoare și descoperirea căilor de înlăturare a dezavantajelor mai sus menționate fără a se sacrifica avantajele.

Cu cît frecvența este mai ridicată, cu atît fenomenul studiat este mai pregnant. Dar pentru frecvențe ce depășesc 2500 Hz mașina tip Guy este mai adecvată. Pentru acest motiv, în această lucrare se studiază numai generatorul tip Guy (ca și în lucrarea precedentă). Aceasta nu duce la o limitare a teoriei, care poate fi folosită și la tipul Lorenz ținînd seama de particularitățile acestuia. În plus, trebuie subliniat faptul că limitarea acestui studiu la tipul Guy este de asemenea justificată prin aceea că tipul Lorenz este astăzi înlocuit frecvent de redresoare statice de curent, adesea considerate mai indicate pentru frecvențe sub 2500 kHz.

În scopul soluționării problemei relativ complicate a efectului magnetic skin în tole asupra funcționării generatoarelor, a fost necesar să se adopte, ca și în lucrarea precedentă, o cale întrucîtva diferită de cea aleasă în mod obișnuit pentru rezolvarea problemelor mașinilor electrice.

În lucrarea precedentă [8] mai sus menționată, a cărei cunoaștere este indispensabilă înțelegerii prezenteia, această cale de rezolvare a fost în mod insuficient explicitată.

Complicațiile ce apar în lucrarea de față necesită o reexaminare în detaliu a drumului urmat în ambele lucrări. Acest drum pornește de fiecare dată de la valoarea instantanee B_x a inducției în întrefierul echivalent. În ecuațiile ce vor urma, B_x este deci un parametru independent. Dar mărimea B_x are mai mult sens dacă întrefierul real, neuniform în spațiu și variabil în timp, este înlocuit cu un întrefier echivalent, uniform în spațiu, dar a cărui valoare δ_x variază în timp. Pentru acest motiv s-a considerat mai normal să se înlocuiască noțiunea de permeanță a întrefierului, folosită de majoritatea autorilor, cu noțiunea de întrefier echivalent, legat de permanența specifică p'_x [11] pe pas dentar t și 1 m lungime axială de mașină, prin relația :

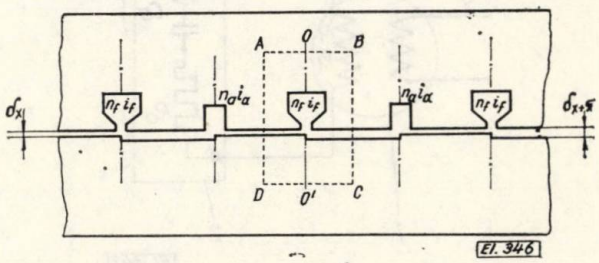


Fig. 1. Înlocuirea întrefierului generatorului Guy printr-un întrefier echivalent δ_x

$$\delta_x = t/p'_x \qquad (1)$$

Presupunînd că B_x este dat, inducția în dinții statorici și rotorici precum și întreaga stare magnetică a mașinii rezultă imediat și foarte simplu. Odată starea magnetică cunoscută, curentul de excitație i_f și cel de sarcină i_a se determină aplicînd legile de bază ale circuitului magnetic și ale inducției.

Efectul curenților turbionari poate fi analizat ținînd seama de faptul că starea magnetică a mașinii este determinată atît de valoarea instantanee B_x cît și de valoarea medie B_k a inducției în întrefier.

S-a ținut seama de efectele deosebit de importante ale saturației prin transformarea drumului magnetic în fier într-un întrefier mediu echivalent a_k și prin folosirea unui termen mediu de corecție b_k, conform relației (7) din lucrarea precedentă. Aceste mărimi depind de starea medie de saturație a circuitului magnetic. Valorile nesaturate ale acestor mărimi s-au notat cu a_1 și b_1, cu precizarea că $b_1 = 0$.

Ipotezele simplificatoare folosite în lucrarea anterioară sînt valabile și aici. Cea mai importantă dintre ele este constanța inducției în axa de simetrie a crestăturii de excitație.

A doua ipoteză simplificatoare presupune că curentul de sarcină este sinusoidal, generatorul fiind încărcat pe o impedanță Z_a (fig. 2) cum este cazul în general. Această ipoteză, care își are originile în teoria generatoarelor normale, nu își are de data aceasta un suport teoretic corespunzător.

În general, generatoarele de medie frecvență de tip Guy au un factor de înfășurare egal cu 1 și, spre deosebire de generatoarele normale, toate armonicile cîmpului se transmit curen-

---

* În această lucrare trebuie introduse următoarele corecții:

— în ecuația 26 termenul σ_1 trebuie citit σ_k

— în ecuația 54 termenul $\frac{\rho_1 h \lambda_1}{\sigma_1}\theta_1 R_a$ trebuie citit $2\frac{\rho_1 h \lambda_1}{\sigma_1}\theta_1 R_a$

tului de sarcină. În plus, spre deosebire de generatoarele normale, reacțiunea curentului de sarcină și a curenților induși în înfășurarea de cîmp și de amortizare, dacă aceasta există, face

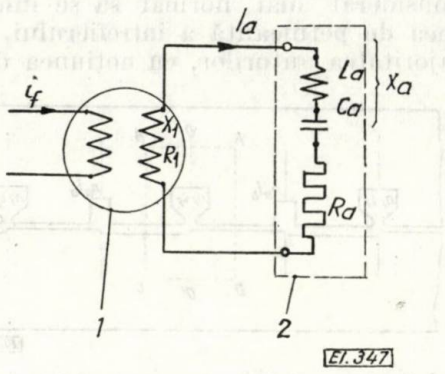


Fig. 2. Circuitul de funcționare de medie frecvență : 1 — generatorul de medie frecvență ; 2 — receptor de medie frecvență

să apară în sarcină o întreagă serie infinită de armonice impare și chiar pare în fluxul semipolului. Fundamentala și armonicele impare afectează curentul indusului, iar cele pare, curenții induși în înfășurarea de excitație sau de amortizare. Aceasta se întîmplă chiar dacă permeanța magnetică variază perfect sinusoidal (ceea ce este posibil de realizat tehnologic).

Cu toate acestea, experiența arată că curentul este sinusoidal chiar atunci cînd nu se iau măsuri speciale în acest scop, cum ar fi, de exemplu, înclinarea dinților rotorici.

Ipotezele simplificatoare au deci un suport experimental și de fapt sînt adoptate de către toți autorii [11], [12]. În generatoarele pentru frecvențe mai ridicate, ca, de exemplu, peste 4 kHz, curentul este perfect sinusoidal, chiar la funcționarea în scurtcircuit (fig. 9), cînd generatorul este în cel mai dezavantajos caz din acest punct de vedere.

S-a arătat în lucrarea anterioară că această dispariție a armonicilor se datorează neregularităților suprafeței rotorului (și statorului), inerente în fabricația generatorului de frecvențe ridicate, care fac ca fluxurile elementare produse de elementele de arie să nu fie în fază.

Ipoteza curentului de sarcină sinusoidal obligă ipso-facto la luarea în considerație exclusiv a fundamentalei fluxului pe semipol și a celei de a doua armonice care influențează direct fundamentala fluxului prin armonica a doua a curentului în înfășurarea de amortizare. Se mai poate adăuga că teoria acestor generatoare nu se modifică dacă este folosită noțiunea de permeanță în locul întrefierului echivalent. În acest caz, δ_x trebuie înlocuit peste tot cu respectiva permeanță, conform ecuației (1).

În această lucrare, relațiile au fost scrise în sistemul MKSA. Numai în această privință ele diferă de cele din lucrarea anterioară, în care a fost folosit sistemul CGS.

2. Efectul magnetic skin asupra caracteristicilor de funcționare ale generatorului de medie frecvență

La mașinile electrice obișnuite de 10—60 Hz, efectul magnetic skin în tole nu are, în general, influență asupra caracteristicilor de funcționare. Studiile efectuate pînă astăzi se referă mai mult la creșterea pierderilor în fier. Dordea [3] face o excepție prin aceea că a reușit o generalizare a ecuațiilor lui Park ținînd seama de pierderile în fier.

În 1915, Dreyfus [13] a analizat anumite aspecte ale efectului magnetic skin, dar studiul său este limitat la distribuția cîmpului și la formarea curenților turbionari în indusul mașinilor electrice normale.

În cazul generatoarelor de medie frecvență, studiul efectului magnetic skin în tole trebuie să țină seama de toate aspectele produse de acest fenomen. În scopul abordării cu succes a acestei probleme, trebuie să se pornească de la legea de bază a circuitului magnetic, cu observația că aplicarea ei la generatoarele de medie frecvență reclamă anumite modificări față de cazul mașinilor electrice normale.

Să considerăm circuitul magnetic $ABCD$ al unui generator de medie frecvență (fig. 1). Acest circuit se regăsește în studiul oricărei mașini electrice. Legea acestui circuit magnetic pe care se bazează determinarea caracteristicilor de funcționare a mașinilor rotative este :

$$\Sigma Wi = \oint \boldsymbol{H}\,\mathrm{d}\boldsymbol{l} \qquad (2)$$

unde $\boldsymbol{H}$ este componenta cîmpului pe direcția $\boldsymbol{dl}$, iar Wi reprezintă suma amperspirelor înlănțuite cu acest circuit magnetic. Dacă circuitul de integrare trece prin masa tolei, atunci ΣWi trebuie să cuprindă și curenții turbionari ce se înlănțuie în mod natural cu acest circuit magnetic. Această serioasă complicație poate fi evitată dacă circuitul de integrare, care pînă acum a fost ales arbitrar, se consideră că trece în lungul marginei tolei. În acest caz, în ecuația (2) $\boldsymbol{H}$ trebuie considerat ca fiind cîmpul în lungul marginei tolei. Prin acest artificiu efectul curenților turbionari în fierul tolei este luat în mod indirect în considerație. Pe de altă parte, se știe prea bine că, atunci cînd magnetizarea se face cu curent alternativ, respectiv cu flux alternativ, acesta se refulează către marginea tolei, astfel încît uneori inducția la margine este considerabil mai mare decît inducția medie. Datorită acestui efect magnetic skin, este clar că saturația apare mai înainte decît ar apare dacă acest fenomen n-ar exista, ori dacă ar fi neglijabil. La mașinile electrice obișnuite, efectul skin de re-

fulare a fluxului către marginea tolei, duce la o neînsemnată cădere a caracteristicii de mers în gol, fără alte efecte însemnate. La mașinile de medie frecvență, la care vîrful curbei este un parametru esențial, scăderea acestui vîrf face uneori imposibilă încărcarea mașinii la parametrii ceruți.

În cazul unei permeabilități constante μ_1, există următoarea relație [13] între inducția medie alternativă $\hat{B}_m \sin x$ și cea la margine B_s (lista notațiilor este dată la urmă):

$$B_s = S\hat{B}_m \sin(x - \psi) \tag{3}$$

unde:

$$S = \sqrt{\frac{\xi^2}{2}\frac{\operatorname{ch}\xi + \cos\xi}{\operatorname{ch}\xi - \cos\xi}} \tag{4}$$

$$\psi = \operatorname{arctg}\frac{\operatorname{sh}\xi - \sin\xi}{\operatorname{sh}\xi + \sin\xi} \tag{5}$$

în care mărimea adimensională $\xi = \Delta/a$ este așa numita grosime redusă.

Valorile asimptotice ale coeficientului de amplificare S și ale decalajului sînt:

$$S = 0{,}707\xi \tag{6}$$

$$\psi = \frac{\pi}{4}. \tag{7}$$

Cantitățile S și $\cos\psi$ ca funcții de mărimea adimensională ξ sînt date în figura 3. Această

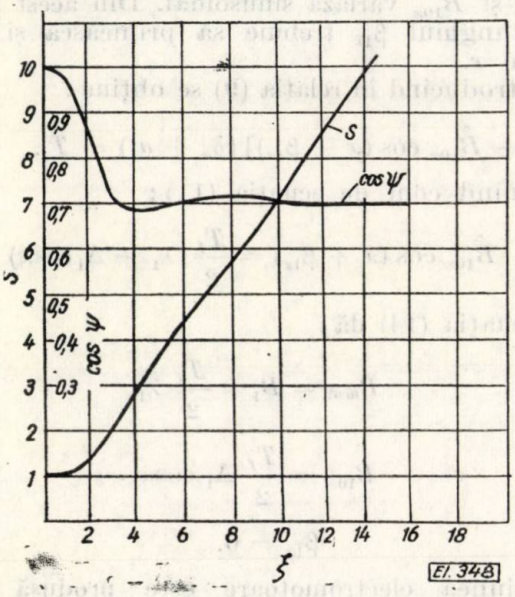


Fig. 3. Coeficientul de amplificare S al inducției la margine și $\cos\psi$ ca funcție de grosimea redusă ξ

figură arată că pentru $\xi \geqslant 3$ trebuie luate în considerație numai valorile asimptotice date de relațiile 6 și 7.

Pentru tole obișnuite de dinam, cu grosimea $\Delta = 0{,}5$ mm, de calitate superioară și la 50 Hz, coeficientul S nu depășește 1,05, în care caz efectul magnetic skin în tole este neglijabil. Chiar și cînd $S = 1{,}2$ se mai poate neglija acest efect.

Folosirea acestor tole pentru generatoarele de medie frecvență duce la o scădere considerabilă a performanțelor lor.

Această problemă poate fi rezolvată prin folosirea unor tole subțiri, de mare rezistivitate. De exemplu, o tolă de bună calitate trebuie să fie de 0,2 mm grosime, cu o rezistivitate medie $\rho = 78 \cdot 10^{-8}$ Ωm și o permeabilitate pe porțiunea liniară $\mu_1 = 10^{-2}$H/m. Cu această tolă, la 8 kHz avem: $\xi = 3{,}59$; $S = 2{,}39$; $\psi = 45°$; $\cos\psi = 0{,}707$, iar la 2,5 kHz: $\xi = 2{,}01$; $S = 1{,}276$; $\cos\psi = 0{,}945$.

Se poate observa că, cu o tolă de acest tip, influența efectului magnetic skin poate fi eventual ignorată la 2,5 kHz, în vreme ce la 8 kHz trebuie luată în considerare.

În funcționare, generatoarele de medie frecvență sînt într-o stare permanentă de magnetizare medie, datorită valorii i_f a curentului de excitație. Această stare este caracterizată prin valoarea medie a inducției B_k în întrefier, care determină în dinți și în alte părți feroase o inducție medie proporțională cu B_k, adică $\gamma_p B_k$, unde indicele p indică respectiva parte a mașinii. Inducția oscilează în jurul acestei valori medii. Dar starea medie de magnetizare face să scadă permeabilitatea μ și să fie determinată de permeabilitatea diferențială $\mu_d = \mathrm{d}B/\mathrm{d}H$, corespunzătoare punctului $\gamma_p B_k$. Figura 4 arată variația permeabilității diferențiale în funcție de inducția medie B_k, cînd se folosește tola de 0,2 mm, precum și coeficientul de amplificare S al inducției la margine. Se observă că efectul skin se manifestă aproape exclusiv pe porțiunea liniară a curbei și descrește rapid cînd inducția medie crește.

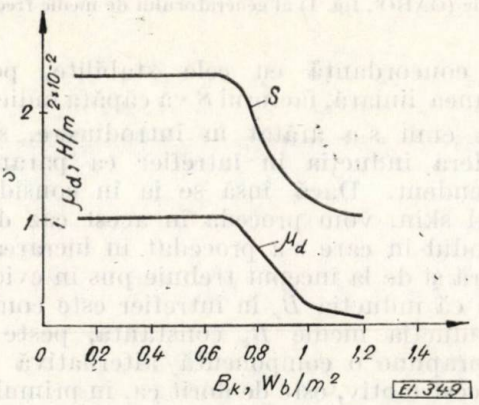


Fig. 4. Variația permeabilității diferențiale μ_d și a factorului de amplificare S la tola de 0,2 mm grosime.

Pentru tola luată în considerare, se poate vedea în figura 4 că pînă la o inducție de 0,7 Wb/m², coeficientul de amplificare S poate fi considerat constant, iar peste o inducție cam

de 1 Wb/m², practic nu mai există fenomen de refulare. Peste această inducție, caracteristicile în gol ale generatorului de medie frecvență rămîn așa cum au fost ele calculate cu ajutorul ecuațiilor expuse în lucrarea precedentă.

Se vede deci că studiul părților liniare a caracteristicilor este esențial.

Considerațiile de mai sus permit acum abordarea teoriei generatorului de medie frecvență luînd în considerare efectul pelicular în tole.

2.1 Funcționarea în gol

Studiul funcționării în gol va fi început pentru porțiunea liniară a curbei de magnetizare a generatorului, $F_x = f(B_x)$ (fig. 5).

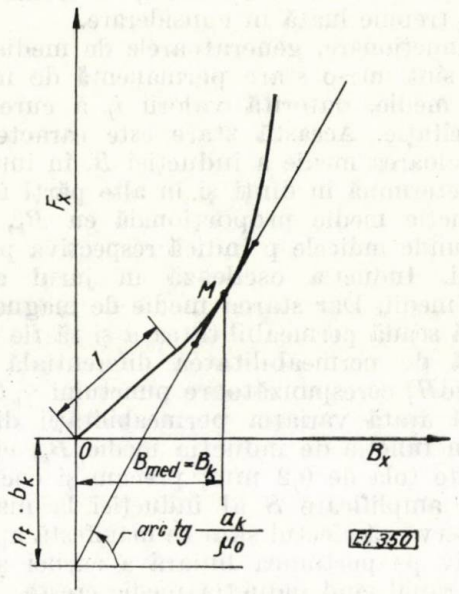


Fig. 5. Curba de magnetizare pentru jumătate din circuitul magnetic (OABO', fig. 1) al generatorului de medie frecvență.

În concordanță cu cele stabilite, pentru porțiunea liniară, factorul S va căpăta indicele 1.

Așa cum s-a arătat în introducere, se va considera inducția în întrefier ca parametru independent. Dacă însă se ia în considerare efectul skin, vom proceda în acest caz diferit de modul în care s-a procedat în lucrarea anterioară și de la început trebuie pus în evidență faptul că inducția B_x în întrefier este compusă din inducția medie B_k constantă, peste care se suprapune o componentă alternativă B_{kox}. Din acest motiv, este de dorit ca, în primul rînd să încercăm să regăsim și pe această cale caracteristica de mers în gol din lucrarea precedentă, neglijînd deocamdată efectul skin.

Să luăm din nou circuitul de magnetizare al mașinii fier + întrefier, care se limitează la jumătate din circuitul magnetic [8], (fig. 1), respectiv porțiunea $OADO'$.

La mersul în gol, cînd $i_a = 0$, se deduce din ecuațiile (3) și (4) din lucrarea precedentă:

$$B_x(\delta_x/\mu_0) + F_x = \frac{1}{2} n_f i_f. \tag{8}$$

Pentru porțiunea liniară și neglijînd efectul skin: $F_x = a_1 B_x/\mu_0$ indiferent de felul cum variază B_x. Înlocuind în ecuația (8), se obține:

$$B_x(\delta_x + a_1) = T_f \tag{9}$$

cu specificarea:

$$T_f = \frac{\mu_0}{2} n_f i_f. \tag{10}$$

Considerînd originea timpurilor $t = \frac{x}{\omega} = 0$, cînd axa dintelui rotoric coincide cu axa dintelui statoric și în ipoteza regimului sinusoidal se găsește:

$$\frac{1}{\delta_x + a_1} = \frac{\lambda_1}{2} + \frac{\Delta_1}{2}\cos x. \tag{11}$$

Conform celor de mai sus inducția B_x are forma

$$B_x = B_1 + B_{10x} = B_1 + \hat{B}_{10x}\cos(x + \beta_{1x}). \tag{12}$$

Apariția unghiului β_{1x} se datorează faptului că nu se poate ști de la început faza componentei B_{10x}.

Pe de altă parte, odată presupusă valabilă ecuația (8), nu se mai poate ști de la început dacă și B_{10x} variază sinusoidal. Din acest motiv, unghiul β_{1x} trebuie să primească și indicele x.

Introducînd în relația (9) se obține:

$$[B_1 + \hat{B}_{10x}\cos(x + \beta_{1x})](\delta_x + a_1) = T_f. \tag{13}$$

Ținînd cont de ecuația (11):

$$B_1 + \hat{B}_{10x}\cos(x + \beta_{1x}) = \frac{T_f}{2}(\lambda_1 + \Delta_1\cos x) \tag{14}$$

Ecuația (14) dă:

$$B_{med} = B_1 = \frac{T_f}{2}\lambda_1 \tag{15}$$

$$B_{10x} = \frac{T_f}{2}\Delta_1\cos x \tag{16}$$

$$\beta_{1x} = 0. \tag{17}$$

Tensiunea electromotoare este produsă exclusiv de componenta B_{10x}, care, în gol și în condițiile stabilite în ecuația (11), este strict sinusoidală, cum se vede din ecuația (16). Fluxul alternativ pe un semipol este $A \cdot B_{10x}$. O bobină indus îmbrățișează doi semipoli și se vede că, componenta AB_{10x} are aceeași direcție pe ambele semipoluri, astfel încît fluxul oscilant îmbrățișat de o bobină indus

este $2A\,B_{10x}$, iar tensiunea electromotoare totală este $2Aw_a\omega\,\frac{T_f}{2}\,\Delta_1 \sin x$, adică:

$$v_0 = \sqrt{2}\,Ki_f \sin x \tag{18}$$

unde:

$$K = (\sqrt{2}\mu_0/4)\,Aw_a\,n_f\,\omega\Delta_1 \tag{19}$$

reprezintă valoarea efectivă a tensiunii la curent de excitație egal cu unitatea.

Se vede ușor că ecuațiile (39), (34) și (35) și (20) din lucrarea precedentă, care descriu mersul în gol al generatorului, se întîlnesc din nou pentru porțiunea liniară, în ecuațiile (15), (18) și (19).

Acum este posibil să extindem acest mod de abordare al problemei luînd în considerare refularea fluxului în tolă. În acest caz, linia magnetică de integrare trece pe la marginea tolei și nu mai este indiferent felul cum variază inducția B_x.

În ecuația (12) este esențial să se precizeze de la început că β_{1x} variază foarte puțin cu x și deci fenomenul este sinusoidal, așa încît pe porțiunea liniară a curbei de magnetizare putem folosi ecuațiile (3)—(7) și să punem:

$$F_x = \frac{a_1}{\mu_0}[B_1 + S_1\hat{B}_{10x}\cos(x + \beta_{1x} + \psi_1)]. \tag{20}$$

Înlocuind în ecuația (8) și luînd în considerare ecuațiile (10), (11), se obține:

$$B_1 + \hat{B}_{10x}\,\frac{\delta_x\cos(x+\beta_{1x}) + S_1a_1\cos(x+\beta_{1x}+\psi_1)}{\delta_x + a_1} = \frac{T_f}{2}(\lambda_1 + \Delta_1\cos x). \tag{21}$$

Punînd:

$$\sigma_{1x} = \frac{\sqrt{[(\delta_x + S_1a_1\cos\psi_1)^2 + S_1^2a_2^2\sin^2\psi_1]}}{\delta_x + a_1} \tag{22}$$

$$\operatorname{tg}\theta_{1x} = \frac{S_1a_1\sin\psi_1}{\delta_x + S_1a_1\cos\psi_1} \tag{23}$$

ecuația (21) devine:

$$B_1 + \sigma_{1x}\hat{B}_{10x}\cos(x + \theta_{1x} + \beta_{1x}) = \frac{T_f}{2}(\lambda_1 + \Delta_1\cos x) \tag{24}$$

Inducția medie B_1, unghiul β_{1x} și inducția oscilantă B_{10x} rezultă din ecuația (24) astfel:

$$B_1 = \frac{T_f}{2}\lambda_1 \tag{25}$$

$$\beta_{1x} = -\theta_{1x} \tag{26}$$

$$B_{10x} = \frac{1}{\sigma_{1x}}\frac{T_f}{2}\Delta_1\cos(x - \theta_{1x}) \tag{27}$$

iar tensiunea v_0 este dată de:

$$v_0 = \sqrt{2}\,\frac{K}{\sigma_{1x}}\,i_f \sin(x - \theta_{1x}) \tag{28}$$

Coeficientul σ_{1x} variază foarte puțin în jurul valorii medii σ_1. Astfel, în cazul generatorului de 100 kW, 8 000 Hz, dat ca exemplu în lucrarea anterioară, cu δ_x variind între $\delta_{min} = 1{,}18$ mm și $\delta_{max} = 1{,}6$ mm cu $S_1 = 2{,}39$ și $\psi = 45°$, coeficientul σ_1 variază între 1,056 și 1,0768 și se abate cu $\pm 1{,}04\%$ de la valoarea medie $\sigma_1 = 1{,}0664$. Unghiul θ_{1x} variază de asemenea puțin în jurul valorii medii θ_1. În exemplul dat, θ_{1x} variază între 6°37' și 8°35', valoarea medie fiind $\theta_1 = 7°36'$.

În aceste condiții, se pot ignora armonicele lui B_x datorate variației acestor mărimi, astfel încît în ecuațiile (24), (27) și (28) se poate înlocui σ_{1x} cu σ_1 și θ_{1x} cu θ_1. În felul acesta, ecuațiile porțiunii liniare ascendente ale caracteristicii de mers în gol a generatorului, ținînd seama de efectul magnetic skin în tole, sînt:

$$v_0 = \sqrt{2}\,\frac{K}{\sigma_1}\,i_f \sin(x - \theta_1) \tag{29}$$

cu:

$$\sigma_1 = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi}\frac{\sqrt{[(\delta_x + S_1a_1\cos\psi_1)^2 + S_1^2a_1^2\sin^2\psi_1]}}{\delta_x + a_1}\,dx = \left(\frac{\sqrt{(\delta_x + S_1a_1\cos\psi_1)^2 + S_1^2a_1^2\sin^2\psi_1}}{\delta_x + a_1}\right)_{med} \tag{30}$$

$$\theta_1 = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi}\operatorname{arctg}\left(\frac{S_1a_1\sin\psi_1}{\delta_x + S_1a_1\cos\psi_1}\right)dx = \left(\operatorname{arctg}\frac{S_1a_1\sin\psi_1}{\delta_x + S_1a_1\cos\psi_1}\right)_{med} \tag{31}$$

Ecuațiile (29), (31), (25), comparate cu ecuațiile (18), (17), (15) arată că în caracteristica de mers în gol a generatorului, pe porțiunea liniară, fenomenul magnetic skin:

— duce la o scădere cu $1/\sigma_1$ a tensiunii la borne;

— duce la o decalare înapoi cu un unghi θ_1 a fazei acestei tensiuni față de tensiunea care ar fi existat dacă efectul magnetic skin ar fi fost neglijabil;

— nu modifică inducția medie B_k.

Trebuie observat că unghiul θ_1 este o consecință a pierderilor în fier.

După cum s-a menționat deja la început, practic nu avem efect skin pentru o inducție mai mare de 1Wb/m². Aceasta înseamnă că porțiunea descendentă a caracteristicii de mers în gol ce ia în considerație efectul magnetic skin coincide cu partea respectivă a caracteristicii cînd se ignoră acest efect. Între 0,7—1Wb/m² efectul magnetic skin descrește, astfel încît caracteristica de mers în gol care ține seama de efectul skin crește încă, în vreme ce

caracteristica de mers în gol ce neglijează acest efect începe să descrească.

Pentru a găsi puncte ale caracteristicii de mers în gol pentru un curent de excitație i_f, care produce o inducție medie B_k în întrefier, situată pe, sau după cotul caracteristicii de magnetizare (fig. 5), procedura este analoagă cu cea folosită în lucrarea precedentă, presupunînd că oscilațiile B_{kox} ale inducției în întrefier au loc după tangenta în punctul M, punînd :

$$F_x = \frac{a_k}{\mu_0} B_x - n_f b_k \qquad (32)$$

unde a_k și b_k au semnificațiile arătate în figura 5, fiind univoc determinate de punctul M, cu abscisa B_k.

Ecuațiile ce descriu caracteristica de mers în gol pentru acest caz sînt :

$$v_0 = \sqrt{2}\frac{K}{\sigma_k}\frac{\Delta_k}{\Delta_1}(i_f + 2b_k)\sin(x - \theta_k) \qquad (33)$$

cu :

$$\sigma_k = \left(\frac{\sqrt{(\delta_x + S_k a_k \cos\psi_k)^2 + S_k^2 a_k^2 \sin^2\psi_k)}}{\delta_x + a_k}\right)_{\text{med}} \qquad (34)$$

$$\theta_k = \left(\operatorname{arctg}\frac{S_k a_k \sin\psi_k}{\delta_x + S_k a_k \cos\psi_k}\right)_{\text{med}}. \qquad (35)$$

Cantitățile S_1 și ψ_1 corespunzînd porțiunii liniare a caracteristicii de magnetizare a generatorului (fig. 5) sînt calculate cu ecuațiile (4) și (5), unde valoarea μ_1 este luată pentru permeabilitatea corespunzătoare porțiunii liniare a curbei de magnetizare a tolei constituind circuitul magnetic. Este mai dificil să se determine permeabilitatea μ_k necesară pentru calculul lui S_k și ψ_k, deoarece există stări magnetice medii diferite în diferitele părți ale circuitului magnetic al fierului. Valoarea μ_k obținută cu relația :

$$\mu_k = \mu_1 \frac{a_1}{a_k} \qquad (36)$$

corespunde unei valori medii ponderate a saturației și este recomandabilă pentru folosirea în calculul coeficientului ξ_k și mărimilor S_k și ψ_k, cu ecuațiile (4) și (5).

Caracteristica de mers în gol a generatorului de medie frecvență ce ține seama de efectul magnetic skin în tole, comparată cu caracteristica ce ignoră acest efect, este arătată în figura 6. Vîrful caracteristicii se deplasează mai mult spre dreapta și coboară cu circa (0,6 —0,7) $(1-\sigma_1)V_{0\max}$ comparativ cu $V_{0\max}$, vîrful caracteristicii de mers în gol care neglijează efectul magnetic skin și curenții turbionari de reacție. Porțiunea vîrfului caracteristicii 2 (fig. 6) poate fi completată de mînă cu suficientă precizie, fără a mai fi nevoie să se determine puncte cu indice k situate pe porțiunea curbă a caracteristicii de magnetizare.

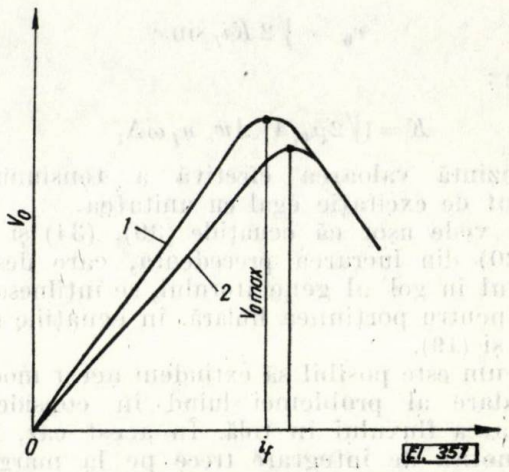


Fig. 6. Caracteristica de mers în gol a generatorului de medie frecvență :
1 — neglijînd efectul magnetic skin ; 2 — ținînd seama de efectul magnetic skin

2.2 Funcționarea în sarcină

Conform considerațiilor făcute în introducere, studiul funcționării în sarcină trebuie să țină seama atît de efectul magnetic skin în tole, cît și de armonica a doua a curentului de amortizare în circuitele de excitație sau de amortizare. Ca în lucrarea precedentă, și de asemenea, după cum se va vedea la capitolul 5 din prezenta lucrare rezultă că dacă există înfășurare de amortizare, curenții induși în înfășurarea de excitație pot fi neglijați.

Se poate deci presupune existența numai a unui singur curent sinusoidal i_d care circulă în înfășurarea de amortizare (sau de excitație).

În ceea ce privește inducția oscilantă pe semipol, după cum s-a arătat mai înainte, trebuie luate în considerație numai fundamentala și armonica a doua.

Studiul se efectuează pentru porțiunea liniară a caracteristicii de magnetizare, unde se aplică suprapunerea efectelor.

În acest caz, ecuația (12) are forma :

$$B_x = B_1 + B_{1ax}\cos(x + \beta_{1x}) + B^*_{1ax}\cos(2x + \beta^*_{1x}). \qquad (37)$$

presupunînd în același timp că variațiile lui β_{1x}, β^*_{1x} sînt neglijabile în raport cu valorile lor medii, ecuația (20) devine :

$$F_x = \frac{a_1}{\mu_0}[B_1 + S_1\hat{B}_{1ax}\cos(x + \beta_{1x} + \psi_1) + S_1^*\hat{B}^*_{1ax}\cos(2x + \beta^*_{1x} + \psi^*_1)] \qquad (38)$$

unde S_1^* și ψ_1^* sînt de asemenea obținuți din ecuațiile (4) și (5), dar corespunzător unei adîncimi de pătrundere valabilă pentru frecvența dublă a celei de a doua armonici.

În sarcină, ecuația (8) are forma:

$$B_x(\delta_x/\mu_0) + F_x = \frac{1}{2} n_f i_f + \frac{1}{2} n_a i_a + \frac{1}{2} n_d i_d. \quad (39)$$

Curenții i_a și i_d sînt sinusoidali:

$$i_a = \sqrt{2}\, I_a \sin(x - \alpha_1); \quad (40)$$

$$i_d = \sqrt{2}\, I_d \sin(2x - \alpha_1^*). \quad (41)$$

Notînd:

$$T_a = \sqrt{2}\frac{\mu_0}{2} n_a I_a \quad (42)$$

$$T_d = \sqrt{2}\frac{\mu_0}{2} n_d I_d \quad (43)$$

folosind ecuația (37) pentru B_x, ecuația (38) pentru F_x și ecuația (11) și aranjînd convenabil termenii, ecuația (39) devine:

$$B_1 + \hat{B}_{1ax}\frac{\delta_x\cos(x+\beta_{1ax})+a_1 S_1\cos(x+\beta_{1x}+\psi_1)}{\delta_x + a_1} +$$

$$+ B^*_{1ax}\frac{\delta_x\cos(2x+\beta^*_{1x})+a_1 S_1^*\cos(2x+\beta^*_{1x}+\psi_1^*)}{\delta_x + a_1} =$$

$$= \frac{1}{2}[T_f + T_a\sin(x - \alpha_1) + T_d\sin(2x -$$

$$- \alpha_1^*)](\lambda_1 + \Delta_1\cos x). \quad (44)$$

Prin introducerea mărimilor $\sigma_{1x} \cong \sigma_{1x\text{med}} = \sigma_1$ și $\theta_{1x} \cong \theta_1$ date de ecuațiile (22), (23) respectiv (30) și (31) și a mărimilor analoage σ_1^*, θ_1^* corespunzătoare armonicii a doua, conform relațiilor:

$$\sigma^*_{1x} = \frac{\sqrt{(\delta_x+S_1^* a_1\cos\psi_1^*)^2+S_1^* a_1^2\sin^2\psi_1^*}}{\delta_x + a_1} \cong$$

$$\cong \sigma^*_{1x\text{med}} = \sigma_1^* \quad (45)$$

$$\theta_{1x} = \operatorname{arctg}\frac{S_1^* a_1 \sin\psi_1^*}{\delta_x + S_1^* a_1\cos\psi_1^*} \cong \theta^*_{1x\text{med}} = \theta_1^* \quad (46)$$

ecuația (44) se poate scrie:

$$B_1 + \sigma_1\hat{B}_{1ax}\cos(x+\beta_{1x}+\theta_1) + \sigma^*_{1ax}\hat{B}^*_{1ax}\cos(2x +$$

$$+ \beta^*_{1x} + \theta_1^*) = \frac{1}{2}[T_f + T_a\sin(x - \alpha_1) +$$

$$+ T_d\sin(2x - \alpha_1^*)](\lambda_1 + \Delta_1\cos x). \quad (47)$$

Ecuația (47) verifică anticiparea făcută, cum că β_{1x} și β^*_{1x} pot fi considerate constante și înlocuite respectiv prin β_1 și β_1^*. În același timp, din ecuația (47) rezultă că inducția medie B_1 este dată de:

$$B_1 = \frac{1}{2}(T_f\lambda_1 - \frac{1}{2} T_a\Delta_1\sin\alpha_1). \quad (48)$$

Ecuația (48) arată că inducția medie în sarcină este diferită de cea în gol și depinde de sarcină. Este mai mare pentru sarcini suficient de capacitive și mai mică pentru sarcini inductive sau insuficient de capacitive. Totuși, această dependență este foarte redusă. În exemplul calculat în lucrarea precedentă, inducția medie pentru sarcina specificată crește cu 0,925%, în comparație cu inducția medie în gol, la același curent de excitație.

Fundamentala inducției oscilante este dată de:

$$\hat{B}_{1ax}\cos(x + \beta_1 + \theta_1) = \frac{1}{2\sigma_1}\Big[T_f\Delta_1\cos x +$$

$$+ T_a\lambda_1\sin(x - \alpha_1) + \frac{1}{2} T_d\Delta_1\sin(x - \alpha_1^*)\Big]. \quad (49)$$

Armonica a doua a inducției oscilante este dată de:

$$\hat{B}^*_{1ax}\cos(2x + \beta_1^* + \theta_1^*) = \frac{1}{2\sigma_1^*}\Big[\frac{1}{2} T_a\Delta_1\sin(2x -$$

$$- \alpha_1) + \lambda_1 T_d\sin(2x - \alpha_1^*)\Big]. \quad (50)$$

Fluxul îmbrățișat de o bobină a indusului este:

$$\Phi_a = A(B_x - B_{\pi+x}) \quad (51)$$

iar cel îmbrățișat de o bobină de amortizare:

$$\Phi_a = A(B_x + B_{\pi+x}) \quad (52)$$

Înlocuind B_x și $B_{\pi+x}$ cu valorile date de ecuația (37), derivînd și înmulțind cu $-\omega w$ se obțin tensiunile electromotoare v în înfășurarea indusului și v_d în înfășurarea de amortizare:

$$v = 2A\omega w_a\hat{B}_{1ax}\sin(x + \beta_1) \quad (53)$$

$$v_d = 4A\omega w_d\hat{B}^*_{1ax}\sin(2x + \beta_1^*). \quad (54)$$

În general este de observat că $w_d = 1$.

Ecuațiile (49), (50), (53), (54) dau soluția exactă a problemei prin cîteva aproximații succesive (Anexa) pornind de la o primă aproximație cu $\alpha_1^* = \alpha_1$.

Soluția se simplifică considerabil presupunînd că generatorul are o înfășurare de amortizare cu o impedanță neglijabilă $X_d = 0$, cum este de fapt cazul în practică.

În acest caz, ecuația (89) din anexă arată că $\alpha_1^* = \alpha_1$, iar ecuațiile (102) și (103) dau soluția finală. Punînd ca în lucrarea trecută:

$$h = \frac{\mu_0}{2} A\omega w_a n_a \quad (55)$$

este ușor de stabilit că ecuațiile (102) și (103) pot fi scrise :

$$I_a = \frac{(K/\sigma_1)\, i_f}{\sqrt{\left[(X_a + X_l)^2 + (R_a + R_l)^2 \frac{\rho_1^2 h^2 \lambda_1^2}{\sigma_1^2} + 2 \frac{\rho_1 h \lambda_1}{\sigma_1} \{(X_a + X_l)\cos\theta_1 + (R_a + R_l)\sin\theta_1\}\right]}} \quad (56)$$

și

$$\operatorname{tg}\alpha_1 = \frac{(X_a + X_l)\cos\theta_1 + (R_a + R_l)\sin\theta_1 + \frac{\rho_1 h \lambda_1}{\sigma_1}}{-(X_a + X_l)\sin\theta_1 + (R_a + R_l)\cos\theta_1} \quad (57)$$

Coeficientul ρ_1 reprezintă efectul armonicii a doua a fluxului asupra curentului i_a. În cazul considerat, ρ_1 nu este afectat de efectul magnetic skin deoarece ecuația (92) arată că pentru $X_d = 0$; $g = 1$ și $\rho = 1 - (\varepsilon_1^2/4)$. Această valoare coincide cu cea găsită de Raby [12].

Pentru funcționarea la scurtcircuit : $X_a = R_a = 0$

$$I_c = \frac{K/\sigma_1}{\sqrt{\left\{X_l^2 + R_l^2 + \frac{\rho_1^2 h^2 \lambda_1^2}{\sigma_1^2} + 2 \frac{\rho_1 h \lambda_1}{\sigma_1}(X_l \cos\theta_1 + R_l \sin\theta_1)\right\}}}\, i_f \quad (58)$$

$$\operatorname{tg}\alpha_{c1} = \frac{X_l \cos\theta_1 + R_l \sin\theta_1 + \frac{\rho_1 h \lambda_1}{\sigma_1}}{-X_1 \sin\theta_1 + R_l \cos\theta_1}. \quad (59)$$

Examinarea ecuațiilor (56)—(59) arată că noțiunea de reactanță sincronă $X_{s1} = X_l + \lambda_1 h$ din lucrarea precedentă își pierde sensul dacă se ia în considerare efectul magnetic skin în tole. Dacă unghiul θ_1 este considerat suficient de mic, astfel încît $\cos\theta_1 = 1$ și $\sin\theta_1 = \theta_1$ reactanța sincronă se poate reformula ca :

$$X_{s1} = X_l + \frac{\rho_1 h \lambda_1}{\sigma_1}. \quad (60)$$

În aceste condiții și neglijînd rezistența proprie R_l, care este în general foarte mică :

$$I_a = \frac{K/\sigma_1}{\sqrt{\left\{(X_a + X_{s1})^2 + R_a^2 + 2\frac{\rho_1 h \lambda_1}{\sigma_1}\theta_1 R_a\right\}}}\, i_f \quad (61)$$

$$\operatorname{tg}\alpha_1 = \frac{X_a + X_{s1} + R_a\theta}{-(X_a + X_l)\theta_1 + R_a} \quad (62)$$

care pentru scurtcircuit devin :

$$I_c = \frac{K/\sigma_1}{X_{s1}}\, i_f \quad (63)$$

$$\operatorname{tg}\alpha_{c1} = -\frac{X_{s1}}{\theta_1 X_l}. \quad (64)$$

Se constată o diferență destul de sensibilă între ecuațiile (61) și (62) pentru funcționarea în sarcină ținînd seama de efectul magnetic skin în tole și ecuațiile (25) și (26) din lucrarea precedentă ce descriau funcționarea în sarcină neglijînd efectul magnetic skin. Termenul suplimentar :

$$(2\rho_1 h \lambda_1/\sigma_1)\,\theta_1 R_a \quad (65)$$

ce apare în ecuația (61) poate fi uneori destul de important. Presupunînd că generatorul dat ca exemplu în lucrarea precedentă este confecționat din tole avînd caracteristicile precizate anterior, pe porțiunea liniară a caracteristicii rezultă următoarele diferențe : reactanța sincronă în noua concepție ar fi $X_{s1} = 0{,}98 + (0{,}77 \times 13{,}46/1{,}0664) = 10{,}71\ \Omega$ față de 11,35 Ω, cînd efectul skin este neglijat. Pentru $Z_a = (5{,}22 - j8{,}3)\ \Omega$ termenul suplimentar (65) rezultă :

$2 \times (0{,}77 \times 13{,}46/1{,}0664)\ 0{,}132 \times 5{,}22 = 13{,}4\ \Omega$

Curentul I_a care rezultă din ecuația (61) cu $i_f = 13{,}9$ A, ținînd seama că funcționarea în gol dă $\frac{K}{\sigma_1} = 55{,}2\ \Omega$, este $13{,}9 \times (55{,}2/6{,}85) = 112$ A, față de $(55{,}2/6{,}05) \times 13{,}9 = 126{,}5$ A, dacă efectul magnetic skin este neglijat. Menționăm că măsurătorile au dat 112,5 A [8]. Efectul armonicii a doua a fost neglijat la acest generator deoarece $\varepsilon_1 = 1{,}86/13{,}46 = 0{,}1385$ și $\rho_1 = 0{,}995 \approx 1$.

După cum se vede, dacă se ține seama de efectul magnetic skin, diferența între valorile calculate și cele măsurate este nesemnificativă.

Lucrarea precedentă a arătat că vîrful caracteristicii de scurtcircuit se datorează prezenței reactanței de scăpări X_l.

Dacă se ține seama de efectul magnetic skin, reactanța ce trebuie considerată este $\sigma_1 X_l$. Vîrful caracteristicii de scurtcircuit coboară aproximativ în aceeași proporție. Această situație este și mai dezavantajoasă cînd rezistența nu este neglijabilă. În acest caz, și în particular la funcționarea în scurtcircuit, trebuie să se țină seama de rezistența indusului R_l care se multiplică cu factorul :

$$c_1 = 2\rho_1 h \lambda_1 \theta_1/\sigma_1 \quad (66)$$

și care, uneori, poate fi mai mare ca 1. În acest caz, curentul de scurtcircuit este dat de relația :

$$I_c = \frac{(K/\sigma_1)\, i_f}{\sqrt{[X_{s1}^2 + R_l^2 + c_1 R_l^2]}} \quad (67)$$

iar vîrful caracteristicii de scurtcircuit coboară și mai mult.

Mai este de observat și faptul că curentul de scurtcircuit nu mai este decalat în urmă cu $\frac{\pi}{2}$ față de originea aleasă a timpului. În exemplul dat în lucrarea anterioară : $\mathrm{tg}\alpha_{c1} = -8{,}28$; $\alpha_{c1} = -83°07'$.

Rezistența proprie R_l a indusului poate fi importantă dacă nu s-au luat toate măsurile pentru a se reduce pierderile în cupru la minimum.

Ecuațiile care descriu porțiunea curbă a caracteristicilor de sarcină se deduc analog celor de la mersul în gol, adică :

$$i_a = \sqrt{2}\frac{\Delta_k}{\Delta_1}\frac{K/\sigma_k}{\sqrt{\left[(X_a+X_{ck})^2+R_a^2+2\frac{\rho_k h \lambda_k}{\sigma_k}\theta_k R_a\right]}}(i_f + 2b_k)\sin(x-\alpha_k) \quad (68)$$

$$\mathrm{tg}\alpha_k = \frac{X_a + X_{sk} + R_a\theta_k}{-(X_a + X_l)\theta_k + R_a} \quad (69)$$

Puterea activă a generatorului P_a poate scădea considerabil ca rezultat al efectului magnetic skin în tole. În cazul exemplului dat, puterea activă a generatorului scade la $(112/126{,}5)^2 P_a = 0{,}79$ Pa adică cu 21%.

3. Efectele armonicii a doua a fluxului

După cum s-a arătat, o caracteristică specifică a generatorului Guy și ca a altor generatoare inductor este apariția armonicii a doua a fluxului în sarcină.

Pentru a micșora această armonică, generatorul Guy este prevăzut cu bobine de amortizare [11]. Încercări experimentale [8] arată că efectul acestora este foarte eficace (fig. 9).

La capitolul 2 s-a analizat efectul armonicii a doua asupra fundamentalei fluxului și curentului de sarcină, în special cînd $X_d \cong 0$.

Este interesant de examinat efectul acestei armonici cînd X_d este foarte mare $\cong\infty$ respectiv $i_d = 0$. Această situație corespunde cazului în care generatorul nu are înfășurare de amortizare și înfășurarea de excitație incluzînd și mașina de excitație are o foarte mare impedanță.

3.1 T.e.m. indusă în înfășurareu de excitație.

Rezultă din ecuația (54), prin înlocuirea indicelui d cu f :

$$v_f = 4A\omega w_f \hat{B}^*_{1ax}\sin(2x+\beta_1^*) \quad (70)$$

de unde :

$$\hat{B}^*_{1ax}\sin(2x+\beta_1^*) = \frac{v_f}{4A\omega w_f} \quad (71)$$

și :

$$\hat{B}^*_{1ax}\cos(2x+\beta_1^*) = \frac{1}{8A\omega w_f}\cdot\frac{dv_f}{dx} \quad (72)$$

Din ecuația (50), în care $T_a = 0$ și din ecuația (70), (71), (42), (19) rezultă :

$$\frac{dv_f}{dx}\cos\theta_1^* - 2v_f\sin\theta_1^* = \frac{4K}{\sigma_1^*}\frac{w_f}{w_a}\frac{n_a}{n_f}I_a\sin(2x-\alpha_1) \quad (73)$$

Dar cum : $w_f n_a = w_a n_f$, ecuația (73) devine :

$$\frac{dv_f}{dx}\cos\theta_1^* - 2v_f\sin\theta_1^* = \frac{4K}{\sigma_1^*}I_a\sin(2x-\alpha_1) \quad (74)$$

cu soluția :

$$v_f = \frac{2K}{\sigma_1^*}I_a\sin[2x-(\alpha_1+\theta_1)]. \quad (75)$$

Valoarea efectivă a tensiunii induse în înfășurarea de excitație de către armonica a doua a fluxului este dată de :

$$V_f = \frac{\sqrt{2}K}{\sigma_1^*}I_a = \sqrt{2}\frac{\sigma_1}{\sigma_1^*}\frac{K}{\sigma_1}I_a. \quad (76)$$

După cum s-a arătat în ecuația (29), K/σ_1 reprezintă valoarea efectivă a tensiunii la borne la funcționarea în gol, cînd $i_f = 1$. Presupunînd $\sigma_1 \cong \sigma_1^*$, ecuația (76) arată că tensiunea care ar putea fi indusă în înfășurarea de excitație este foarte mare, egală cu raportul $\sqrt{2}I_a/i_f$.

Practic, acest fapt nu se întîmplă niciodată din cauza curentului indus în bobinajul de excitație care este totdeauna prezent și amortizează acest efect. În orice caz, analiza efectuată aci arată utilitatea înfășurării de amortizare.

4. Concluzii

Cele arătate mai sus conduc la concluzia că efectul magnetic skin în tole și reacția curenților turbionari duc la o scădere în toate caracteristicile de funcționare ale generatorului de medie frecvență, în comparație cu caracteristicile ce s-ar obține dacă aceste efecte ar fi neglijabile.

Scăderea în caracteristica de mers în gol (ecuațiile 29, 30, 31, 33, 34, 35) se datorește doar calității și grosimii tolelor. Pentru o tolă de bună calitate la 8—10 kHz, caracteristica este cu 6—9% mai jos și vîrful scade cu 3,5—5,5%. La 2,5 kHz efectul magnetic skin este practic neglijabil la tole de acest tip.

Căderea în caracteristica de sarcină (ecuațiile 56,61) se datorează în principal termenului suplimentar (65), care poate fi important.

Apariția acestui termen suplimentar numai în sarcină, poate fi comparată cu apariția armonicii a doua a fluxului numai la funcționarea în sarcină.

Caracteristica de scurtcircuit scade mai mult sau mai puțin în aceeași proporție ca și caracteristica de mers în gol dacă rezistența indusului ținînd seama de pierderile suplimentare în cupru este neglijabilă.

5. Încercări experimentale

Încercările experimentale s-au făcut pe două tipuri de generatoare de 100 kW, 8 kHz. Primul din acestea este mașina descrisă în lucrarea trecută. Efectul fenomenului magnetic skin la acest generator a fost determinat la capitolul 2.2, pe baza teoriei expuse în această lucrare, cu care ocazie s-au arătat și coincidențele satisfăcătoare cu rezultatele încercărilor. La acest generator efectele fenomenului skin caracterizate prin mărimea c_1 au fost considerabile ($c_1 = 2{,}57\ \Omega$,).

Al doilea generator, de 100 kW și 8 kHz a fost construit de la început cu $c_1 = 0{,}62\ \Omega$ (ecuația 66), considerabil mai mic decît decît cel al primului. Efectul armonicii a doua a fluxului este ceva mai mare $\varepsilon_1 = 0{,}25$ și $\rho_1 = 0{,}985$. Ecuația (66) arată că un ρ_1 mai mic este mai avantajos, micșorîndu-l pe c_1.

La acest generator, efectul magnetic skin în sarcină este mai mic, compensat fiind de încălzirea mașinii în sarcină*.

Caracteristicile de mers în gol și de scurtcircuit ale celui de al doilea generator menționat, au dat rezultatul: $(K/\sigma_1) = 64\ \Omega$, $X_{s1} = 5{,}4\ \Omega$. Acest generator a fost încărcat pe o impedanță de sarcină $Z_a = (4{,}46 - j2, 58)\ \Omega$ și la un curent de excitație de 13 A, s-a citit 134 A. Aplicarea ecuației (61) dă:

$$I_a = \frac{54 \times 13}{\sqrt{[(5{,}4-2{,}58)^2+(4{,}46)^2+0{,}62\times 4{,}46]}} = 127\ \text{A}$$

respectiv 133 A cînd se neglijează efectul magnetic skin.

A doua încercare a fost făcută cu generatorul funcționînd pe o impedanță de sarcină $Z_a = (3{,}08 - j3{,}75)\ \Omega$ cu un curent de excitație de 12A. Aplicînd ecuația (61) s-a calculat că curentul de sarcină este de 172 A, ținînd seama de efectul skin, și de 185 A cînd efectul skin este neglijat. Măsurătorile au arătat că curentul absorbit este de 180 A.

Amîndouă măsurătorile arată că efectul magnetic skin are rezultate neglijabile și că acestea sînt compensate de încălzirea mașinii.

Altă categorie de încercări a cuprins probleme de pătrundere ale armonicii a doua a fluxului în circuitul de excitație sau de amortizare.

Experimentele efectuate asupra primului generator au fost descrise în lucrarea precedentă.

Al doilea generator a fost prevăzut cu o bobină sondă pe un semipol și o bobină sondă pe un pol de excitație. Generatorul fără înfășurare de amortizare a fost pus în scurtcircuit, cu $i_f = 5$ A și $I_c = 51$ A.

Tensiunea indusă în bobina sondă pe un pol de excitație a fost de 1,86 V/spiră. Punînd înfășurare de amortizare, acestă tensiune a scăzut la 0,13 V, adică neglijabil.

Figura 7 reprezintă unda de tensiune indusă în bobina sondă pe semipol la funcționarea în gol, iar figura 8 cea la funcționarea în scurtcir-

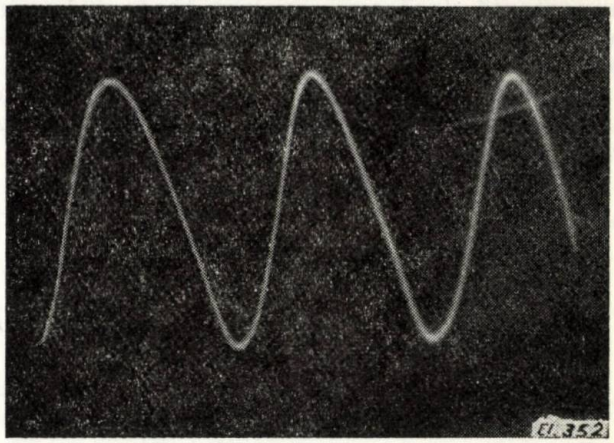


Fig. 7. Tensiunea indusă la funcționarea în gol în spira de explorare pusă pe un semipol.

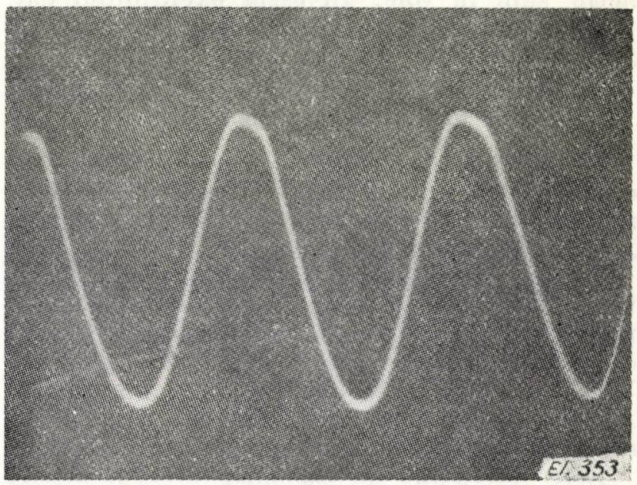


Fig. 8. Tensiunea indusă la funcționarea în scurtcircuit în spira de explorare pusă pe un semipol.

cuit, generatorul avînd înfășurare de amortizare în ambele cazuri. În ambele cazuri, curentul de excitație a fost $i_f = 5$ A. Se poate vedea că la scurtcircuit fluxul nu mai este perfect sinusoidal, armonica a doua fiind prezentă, dar mărimea ei este complet neglijabilă.

Oscilogramele din figurile 7 și 8 au putut fi realizate cu ajutorul unui dispozitiv de blocare a spotului luminos care a fost liberat numai două perioade pe durata rotației. Fără acest mecanism nu se poate obține o imagine acceptabilă datorită neregularităților suprafeței rotorului care determină diferite unde de tensiune deplasate și chiar de mărimi diferite.

Această încercare arată că ecuațiile (56) și (57) care rezultă considerînd $X_d = 0$, sînt valabile pentru generatoarele construite în

* Este binecunoscut faptul că, în general, în timpul funcționării în sarcină a generatorului de medie frecvență, rotorul este capabil să se dilate mai mult decît statorul, întrefierul micșorîndu-se ușor, și performanțele mașinii se îmbunătățesc.

practică. Este clar de asemenea că ipoteza unui curent sinusoidal de sarcină este admisibilă, factorul de scădere al t.e.m. datorată neregularităților rotorului poate fi considerat 1, chiar dacă nu sînt luate măsuri speciale.

În final, în figura 9 este arătată o altă

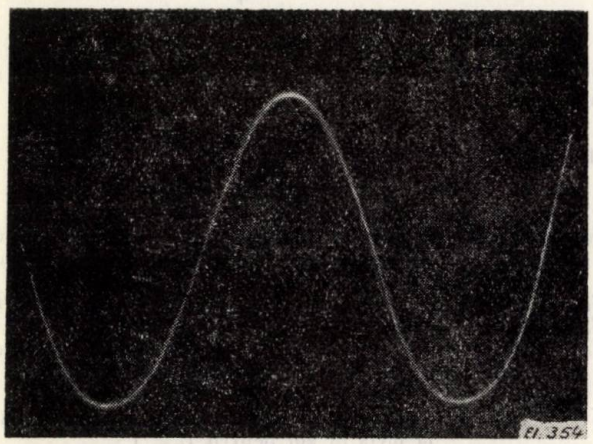


Fig. 9. Forma de undă a curentului de scurtcircuit la un generator de 50 kW, 8 kHz.

oscilogramă a curentului de scurtcircuit la un generator mai mic (50 kW, 8 kHz), care confirmă din nou validitatea curentului sinusoidal.

Toate încercările efectuate arată justețea teoriei expuse și a ipotezelor simplificatoare care au fost admise.

ANEXA

Soluția ecuațiilor (49), (50), (53), (54).

Din ecuațiile (49) și (53) rezultă succesiv:

$$\hat{B}_{1ax}\cos(x+\beta_1)\cos\theta_1-\hat{B}_{1ax}\sin(x+\beta_1)\sin\theta_1 =$$

$$=\frac{1}{2A\omega w_a}\left[\frac{dv}{dx}\cos\theta_1 - v\sin\theta_1\right]=\frac{1}{2\sigma_1}\left[T_f\Delta_1\cos x + \right.$$

$$\left. + T_a\lambda_1\sin(x-\alpha_1)+\frac{1}{2}T_d\sin(x-\alpha_1^*)\right]. \quad (77)$$

Din ecuațiile (50) și (54) rezultă succesiv:

$$\hat{B}^*_{1ax}\cos(2x+\beta_1^*)\cos\theta_1^* - \hat{B}^*_{1ax}\sin(2x+\beta_1^*)\sin\theta_1^* =$$

$$=\frac{1}{8A\omega w_d}\left[\frac{dv_d}{dx}\cos\theta_1^*-2v_d\sin\theta_1^*\right]=\frac{1}{2\sigma_1^*}\left[\frac{1}{2}T_a\Delta_1\sin(2x-\right.$$

$$\left.-\alpha_1)+\lambda_1 T_d\sin(2x-\alpha_1^*)\right]. \quad (78)$$

Deci sistemul de ecuații ce trebuie rezolvat este:

$$\frac{dv}{dx}\cos\theta_1 - v\sin\theta_1=\frac{A\omega w_a}{\sigma_1}\left[T_f\Delta_1\cos x + T_a\lambda_1\sin(x-\alpha_1)+\right.$$

$$\left.+\frac{1}{2}T_d\Delta_1\sin(x-\alpha_1^*)\right] \quad (79)$$

$$\frac{dv_d}{dx}\cos\theta_1^* - 2v_d\sin\theta_1^* = \frac{4A\omega w_d}{\sigma_1^*}\left[\frac{1}{2}T_a\Delta_1\sin(2x-\alpha_1)+\right.$$

$$\left.+\lambda_1 T_d\sin(2x-\alpha_1^*)\right]. \quad (80)$$

Punînd:

$$\frac{\mu_0 A\omega w_a\Delta_1}{\sigma_1}=M_1 \quad (81)$$

$$\frac{4\mu_0 A\omega w_d\lambda_1}{2\sigma_1^*}=N_1 \quad (82)$$

$$\Delta_1/\lambda_1=\varepsilon_1 \quad (83)$$

ecuațiile (79) și (80) devin:

$$\frac{dv}{dx}\cos\theta_1 - v\sin\theta_1 = M_1\left[\varepsilon_1 n_f i_f\cos x+\sqrt{2}n_a I_a\sin(x-\alpha_1)+\right.$$

$$\left.+\frac{\sqrt{2}}{2}\varepsilon_1 n_d I_d\sin(x-\alpha_1^*)\right] \quad (84)$$

$$\frac{dv_d}{dx}\cos\theta_1^* - 2v_d\sin\theta_1^* = N_1\left[\frac{1}{2}\sqrt{2}\,\varepsilon_1 n_a I_a\sin(2x-\alpha_1)+\right.$$

$$\left.+\sqrt{2}\,n_d I_d\sin(2x-\alpha_1^*)\right]. \quad (85)$$

Rezistența înfășurării de amortizare este neglijabilă în raport cu impedanța lui $X_d=2\omega L_d$, adică $v_d=X_d\frac{di_d}{dx}$. (86)

Înlocuind în ecuația (85), ținînd seama de ecuația (41) și aranjînd termenii, ecuația (85) devine:

$$\left(\frac{N_1}{X_d}n_d+4\cos\theta_1^*\right)I_d\sin(2x-\alpha_1^*)+4I_d\sin\theta_1^*\cos(2x-\alpha_1^*)=$$

$$=-\frac{1}{2}\frac{N_1}{X_d}\varepsilon n_a I_a\sin(2x-\alpha_1). \quad (87)$$

Curentul I_d rezultă prin identificare din ecuația (87), ca:

$$I_d=-\frac{1}{2}\varepsilon n_a I_a\frac{N_1/X_d}{\sqrt{\left[\frac{N_1^2}{X_d^2}n_d^2+8\frac{N_1}{X_a}n_d\cos\theta_1^*+16\right]}} \quad (88)$$

și α_1^* ca:

$$\operatorname{tg}\alpha_1^*=\frac{\left(\frac{N_1}{X_d}n_d+4\cos\theta_1^*\right)\operatorname{tg}\alpha_1+4\sin\theta_1^*}{\frac{N_1}{X_d}n_d+4\cos\theta_1^*-4\sin\theta_1^*\operatorname{tg}\alpha_1}. \quad (89)$$

Unghiurile θ_1 și θ_1^* sînt mici și se pot face înlocuirile $\sin\theta_1=\theta_1$ și $\cos\theta_1=1$, încît ecuațiile (88) și (89) se simplifică astfel:

$$n_d I_d=-\frac{1}{2}\varepsilon_1 n_a I_a\frac{1}{1+(X_d/n_d N_1)} \quad (90)$$

$$\operatorname{tg}\alpha_1^*=\frac{\left(\frac{N_1}{X_d}n_d+4\right)\operatorname{tg}\alpha_1+4\theta_1^*}{\frac{N_1}{X_d}N_d+4-4\theta_1^*\operatorname{tg}\alpha_1}. \quad (91)$$

Punînd :

$$\frac{1}{1+(X_d/n_d N_1)} = g_1 < 1 \tag{92}$$

ecuația (90) devine :

$$n_d I_d = -\frac{1}{2} g_1 \varepsilon_1 n_a I_a. \tag{93}$$

Introducînd $n_d I_d$ din ecuația (93) în ecuația (84), aceasta devine :

$$\frac{dv}{dx}\cos\theta_1 - v\sin\theta_1 = M_1\left[\varepsilon n_f i_f \cos x + \sqrt{2}\, n_a I_a \sin(x-\alpha_1) - \right.$$
$$\left. - \frac{\sqrt{2}}{2} g_1 \varepsilon_1^2 n_a I_a \sin(x-\alpha_1^*)\right]. \tag{94}$$

Între v și i_a există relația (5) din luctarea precedentă :

$$\frac{dv}{dx} = (L_a + L_l)\frac{d^2 I_a}{dx^2} + (R_a + R_l)\frac{di_a}{dx} + \frac{i_a}{\omega C_a} \tag{95}$$

Ținînd seama de ecuația 40 și de faptul că: $-\omega L_a + \frac{1}{\omega C_a} = -X_a$ și $-\omega L = -X_l$ ecuația 95 devine :

$$\frac{dv}{dx} = -\sqrt{2}(X_a + X_l) I_a \sin(x-\alpha_1) + \sqrt{2}\, I_a (R_a + R_l)\cos(x-\alpha_1) \tag{96}$$

și :

$$v = \sqrt{2}(X_a + X_l)\, I_a \cos(x-\alpha_1) + \sqrt{2}\,(R_a + R_l)\sin(x-\alpha_1) \tag{97}$$

Înlocuind v și dv/dx date de ecuațiile (97), (96) în ecuația (94) și aranjînd termenii, rezultă :

$$\sqrt{2}\, I_a \sin(x-\alpha_1)\,[(X_a+X_l)\cos\theta_1 + (R_a+R_l)\sin\theta_1 + M_1 n_a] -$$
$$- M_1 \frac{\sqrt{2}}{4} g_1 \varepsilon_1^2 n_a I_a \sin(x-\alpha_1^*) + \sqrt{2}\, I_a \cos(x-\alpha_1)\,[(X_a +$$
$$+ X_l)\sin\theta_1 - (R_a + R_l)\cos\theta_1] + M_1 \varepsilon_1 n_f i_f \cos x = 0. \tag{98}$$

Punînd :

$$\left.\begin{aligned} (X_a + X_l)\cos\theta_1 + (R_a + R_l)\sin\theta_1 + M_1 n_a &= D_1; \\ (X_a + X_l)\sin\theta_1 - (R_a + R_l)\cos\theta_1 &= G_1; \\ \frac{M_1}{4} g_1 \varepsilon_1^2 n_a &= H_1; \\ M_1 \varepsilon_1 n_f &= Q_1, \end{aligned}\right\} \tag{99}$$

ecuația (98) ajunge la forma simplificată :

$$\sqrt{2}\, I_a [D_1 \sin(x-\alpha_1) - H_1 \sin(x-\alpha_1^*) + G_1 \cos(x-\alpha_1)] = Q_1 i_f \cos x \tag{100}$$

de unde :

$$\left.\begin{aligned} D_1 \cos\alpha_1 - H_1 \cos\alpha_1^* + G_1 \sin\alpha_1 &= 0 \\ \text{și} \\ D_1 \sin\alpha_1 - H_1 \sin\alpha_1^* - G_1 \cos\alpha_1 &= -Q_1 \frac{i_f}{\sqrt{2} I_a}. \end{aligned}\right\} \tag{101}$$

Ecuațiile (101) dau pe I_a și α_1 prin cîteva aproximații succesive începînd cu $\alpha_1^* = \alpha_1$, în care caz :

$$\operatorname{tg}\alpha_1 = \frac{(X_a + X_l)\cos\theta_1 + (R_a + R_l)\sin\theta_1 + \rho_1 M_1 n_a}{-(X_a + X_l)\sin\theta_1 + (R_a + R_l)\cos\theta_1} \tag{103}$$

unde s-a notat cu ρ_1 mărimea :

$$\rho_1 = 1 - g_1 \frac{\varepsilon}{4}. \tag{104}$$

După aflarea lui I_a și α_1 ecuația (91) dă noua valoare a lui α_1^*, iar apoi ecuațiile (101) noua valoare pentru I_a și α_1, etc.

Lista notațiilor principale

$A = h_p\, l$ — aria sectorului (semipol)

B_x — inducția magnetică instantanee în întrefierul echivalent la poziția x a rotorului pentru o condiție dată

B_{min}, B_{med}, B_{max} — valorile minimă, medie și maximă a lui B_x

$B_k = B_{med}$

F_x — t.e.m. în fierul circuitului magnetic, corespunzătoare lui B_x

I — valoarea efectivă a curentului

K — mărime (ecuația 19), valoarea tensiunii la mers în gol pentru $i_f = 1$

L_a, L_l — inductanța receptorului reprezentînd sarcina (fig. 2), inductanța fluxului de scăpări a bobinajului indus

P_a puterea activă

R_a, R_l — rezistența receptorului reprezentînd sarcina (fig. 2), rezistența bobinajului indus

S — factorul de amplificare a inducției la margine datorită refulării fluxului în tolă

T_a, T_d, T_f — mărimi (ecuațiile 42, 43, 10)

V_0 — valoarea efectivă a tensiunii la borne a generatorului la funcționarea în gol

w, w_a, w_d, w_f — numărul de spire, numărul de spire al bobinajului indus, al bobinajului de amortizare, al excitației

$X_a = \omega L_a - (1/\omega C_a)$ — reactanța receptorului reprezentînd sarcina (fig. 2).

$X_l = \omega L_l$ — reactanța fluxului de scăpări a bobinajului indus

X_{sk} — reactanța sincronă corespunzînd lui B_k

$Z_a = R_a + jX_a$ — impedanța receptorului reprezentînd sarcina (fig. 2)

a — adînicmea de pătrundere a undelor electromagnetice în tolă

a_k — întrefierul echivalent pentru liniarizarea caracteristicii de magnetizare (fig. 5)

b_k — curent pentru linearizarea caracteristicii de magnetizare

c — mărime (ecuația 66)

d — lățimea dintelui

f — frecvența

g — coeficient (ecuația 92)

h — constantă (ecuația 55)

i_a, i_d — valoarea instantanee a curentului indus, respectiv a curentului de amortizare

i_f — curentul de excitație

l — lungimea axială a mașinii

n_a, n_f, n_d — numărul de conductoare în crestătura indusului, în crestătura de excitație aparținînd cîmpului de excitație, în crestătura aparținînd bobinajului de amortizare

$$I_a = \frac{(1/\sqrt{2})\, M_1 \varepsilon_1 n_f}{\sqrt{[(X_a + X_l)^2 + (R_a + R_l)^2 + \rho_1^2 M_1^2 n_a^2 + 2\rho_1 M_1 n_a [(X_a + X_l)\cos\theta_1 + (R_a + R_l \sin\theta_1)]}}\, i_f \tag{102}$$

p'_x — permeanța specifică pe pas de dinte și 1 m lungime axială a mașinii

v, v_d — valoarea instantanee a t.e.m. în indus și a t.e.m. în înfășurarea de amortizare

$x = \omega t$ — unghiul electric între axele dintelui rotoric și dintelui statoric

α_k — unghi de decalaj al undei de curent

β — unghi electric (ecuația 12 și ecuațiile următoare)

δ — întrefierul geometric dintre dintele statoric și dintele rotoric cînd axele lor cincid

δ_x, δ_{max}, δ_{min} — întrefierul echivalent corespunzător poziției x, valoarea maximă a întrefierului echivalent cînd axele dintelui statoric și crestăturii rotorice coincid; valoarea minimă a întrefierului echivalent cînd axele dintelui statoric și dintelui rotoric coincid

Δ, Δ_k — grosimea tolei, inversul unui întrefier echivalent

$\varepsilon_k = \Delta_k/\lambda_k$

θ — unghiul de decalaj al componentei alternative a inducției

— inversul unui întrefier echivalent [8]

μ, μ_k, μ_0 — permeabilitatea fierului, permeabilitatea diferențială, permeabilitatea aerului

ξ — grosimea redusă (ecuațiile 4, 5)

ρ — coeficient (ecuația 103)

σ — coeficient (ecuațiile 30, 45)

ψ — unghiul de decalaj dintre inducția de margine și inducția medie

Indici inferiori

k — valori medii

$k = 1$ — valori nesaturate, menționînd că B_1 reprezintă orice valoare a inducției în întrefierul echivalent pe porțiunea liniară a caracteristicii de magnetizare a mașinii (fig. 5)

$k = 2, 3, 4 \ldots$ — succesiune de valori crescătoare corespunzînd unor valori arbitrare ale inducției în întrefierul echivalent pe cotul sau după cotul de saturație (fig. 5)

o — valori ale funcționării în gol

a — valori ale funcționării în sarcină, valori ale constantelor referitoare la bobinajul indus

c — valori ale funcționării la scurtcircuit

d — indice pentru curentul de amortizare, valori ale constantelor referitoare la înfășurarea de amortizare

f — indice pentru curentul de excitație, valori ale constantelor referitoare la înfășurarea de excitație

x — valori instantanee corespunzînd poziției x a rotorului

Indici superiori

$\hat{}$ — valori de vîrf ale mărimilor sinusoidale

$*$ — valori corespunzînd armonicii a doua a inducției

— Se folosește sistemul de unități MKSA raționalizat

Bibliografie

[1] *Park, R. H.* Two-reactions theory of Synchronous Machines. Part I. În: TAIEE **48**, 1929, p. 716—727.

[2] *Nicolaide, A.* Calculul parametrilor înfășurărilor de amortizare ale mașinilor sincrone cu poli aparenți. În: Electrotehnica **11**, nr. 1, 1963, p. 1—10.

[3] *Dordea, T.* Beitrag zur Zweiachsentheorie der elektrischen Maschinen. Arch. f. Elektr. No. 6, 1966, p. 363.

[4] *Davies, E. J.* ș.a. Stator flux distribution in Lorenz-type medium frequency inductor alternators. În: Proceedings IEE, vol. **113**, 1966, p. 2023.

[5] *Mader, Gr.* Das Betriensverhalten von Mittelfrequenzgeneratoren. În: Electrie, nr. 11, 1960, p. 386.

[6] *Raby, K. F.* High frequency inductor alternators. În: Electrical Times, **134**, nr. 2493, 26 oct. 1958, p. 613—617.

[7] *Bunea V.* About the theory of Guy type high frequency generator II. În: Revue roumaine des sciences techniques serie Electrotechnique et Energetique Academie RSR Tome **VII** nr. 2, 1962.

[8] *Bunea V.* Theory of medium-frequency pulsating-field machines. În: Proceedings IEE, vol. **111**, nr. 7, 1964, p. 1324.

[9] *Bunea V.* Magnetic skin effects in medium frequency machines. În: Proceedings IEE, vol. **117**, nr. 7, 1970, p. 1303.

[10] *Kanngisser* and *Klinger.* Der Statische Umrichter als anpassungsfahige und wirtschaftliche Stromquelle fur die induktive Erwärmung. Lucrarea 612 la al cincilea congres internațional de electrotermie, (capitolul VI), Wiesbaden, 1963.

[11] *Pohl, R.* Theory of pulsating-field machines. În: Journal IEE, 93, 1964, p. 37.

[12] *Raby, K. F.* Inductor alternators at 10 kc/s. În: Students Quart J. IEE, nr. 21, 1950, p. 15.

[13] Die Feldverteilung und Wirbelstrombildung in den Ankern von Dynamomaschinen bei Ummagnetisierung durch hochperiodige Wechsel-und Drehfelder. În: Arch. f. Elektr. **IV**. nr. 4, 1915, p. 99—139.

Intrat în redacție la 14.VI.1971

Dispozitiv refrigerator pe bază de semiconductoare

RADU IONESCU, JENŐ JAKLOVSZKY, NISTOR NISTOR, DIDONA NICULESCU* — București

CZ 621.3.559:621

Largi perspective de aplicații a semiconductoarelor au fost deschise prin construirea convertizoarelor de energie termică în energie electrică folosind efectul termoelectric și a refrigeratoarelor pe baza efectului Peltier. Acestea din urmă sînt destinate aplicațiilor în electronică (termostate pentru aparatura radioelectrică), în laboratoare de cercetare (răcirea fotomultiplicatoarelor, bafle pentru vid înaintat, punct de nul pentru măsurarea cu precizie a temperaturilor), biologie (măsuță pentru microscop pentru studierea probelor la temperaturi joase, răcirea cuțitului microtomului pentru tăierea preparatelor biologice), medicină (operații, conservarea sîngelui) și în sfîrșit pot înlocui folosirea altor metode de refrigerare în construcția frigiderelor de mic litraj și a camerelor de climatizare.

Aplicarea termoelectricității la refrigerare se bazează pe binecunoscutul efect Peltier care produce încălzire sau răcire în funcție de sensul curentului printr-o joncțiune între materiale diferite. Factorii importanți implicați în randamentul unui termocuplu refrigerator sînt: căldura Peltier, căldura care se propagă în lungul brațelor termocuplului, căldura Joule generată

Fiz. *R. Ionescu* este cercetător științific, *J. Jaklovsky* este inginer metalurg N. Nistor este fizician și dr. *C. Niculescu* este cercetător științific principal la Institutul de fizică — București.

în ele, căldura Thomson asociată cu prezenţii gradientului termic în braţe, rezistenţa braţelor, rezistenţa de contact.

De rolul acestor factori diferiţi se va ţine seamă în construcţia refrigeratorului termoelectric, prezentată în această lucrare.

Proiectarea refrigeratorului

Orice instalaţie de răcire termoelectrică poate lucra în două regimuri: regimul cu randament maxim şi regimul de răcire maximă.

În primul caz aparatul va transforma cel mai efectiv energia electrică folosită pentru răcire. Se foloseşte acest regim cînd nu se cere o diferenţă mare de temperatură, în schimb interesează să lucreze cît mai economic. În al doilea caz, în dauna economicităţii, se poate obţine cea mai mare scădere de temperatură.

Pentru a calcula parametrii de bază ai refrigeratoarelor termoelectrice, în aceste două regimuri se porneşte de la formulele care dau rata de răcire şi randamentul.

Coeficientul Peltier se poate exprima prin rata Q a transferului de căldură, cînd un curent I trece prin joncţiunile dintre cele două conductoare, deci:

$$\pi = \frac{Q}{I}. \tag{1}$$

Conform relaţiilor lui Kevin, există o legătură între coeficientul Peltier şi coeficientul Seebeck şi anume:

$$\alpha = \frac{\pi}{T} \tag{2}$$

T fiind temperatura joncţiunii reci.

Efectului de răcire Peltier i se opune încălzirea Joule şi conducţia căldurii de la joncţiunea caldă.

Astfel, rata absorbţiei căldurii de la sursa caldă este

$$Q = \alpha_{pn} T I - \frac{1}{2} I^2 R - K(T_0 - T), \tag{3}$$

unde Q este rata transferului de căldură în waţi; α — coeficientul Seebeck în V/°C; I — curentul electric în A; R — rezistenţa totală a celor două braţe în Ω; K — conducţia termică a celor două materiale în W/°C; T_0 — temperatura joncţiunii calde.

Primul termen reprezintă căldura Peltier absorbită la joncţiunea rece, al doilea — jumătate din căldura Joule generată în cele două ramuri ale termocuplului, iar al treilea termen reprezintă transferul de căldură datorită conducţiei termice de la joncţiunea caldă la cea rece.

O parte din diferenţa de potenţial aplicată cuplului este necesară pentru căderea ohmică pe rezistenţa ramurilor, alta pentru a contrabalansa voltajul Seebeck rezultat din diferenţa de temperatură dintre joncţiuni. Astfel, puterea în waţi necesară pentru a se produce efectul descris de ecuaţia (3) este:

$$W = IV_{\text{tot.}} = I[IR + \alpha_{pn}(T_0 - T)]. \tag{4}$$

Randamentul unui refrigerator este atunci:

$$\eta = \frac{\alpha_{pn} T I - \frac{1}{2} I^2 R - K(T_0 - T)}{I^2 R + \alpha_{pn}(T_0 - T) I} \tag{5}$$

Randamentul refrigeratorului este deci funcţie de curentul I care trece prin termocuplu. Curentul pentru care randamentul este maxim poate fi găsit egalînd cu zero derivata lui η în raport cu I. Se obţine:

$$I_{opt} = \frac{\alpha_{pn}(T_0 - T)}{R[\sqrt{1 + 0{,}5\, z(T_0 + T)} - 1]} \tag{6}$$

şi căderea de tensiune corespunzătoare:

$$U_{opt} = \frac{\alpha_{pn}(T_0 - T)\sqrt{1 + 0{,}5\, z(T_0 + T)}}{\sqrt{1 + 0{,}5\, z(T_0 + T)} - 1} \tag{7}$$

Cu aceste valori:

$$\eta_{\max} = \frac{T}{T_0 - T} \cdot \frac{\sqrt{1 + 0{,}5\, z(T_0 + T)} - \frac{T_0}{T}}{\sqrt{1 + 0{,}5\, z\,(T_0 + T)}} \tag{8}$$

unde:

$$Z = \frac{\alpha_{pn}^2}{RK}. \tag{9}$$

Cantităţile R şi K din relaţia (9) nu sînt independente, ci este necesar să se introducă o relaţie între dimensiunile elementelor. Valoarea lui η este maximă cînd dimensiunile elementelor ascultă de regula:

$$\frac{i_p S_n}{l_n S_p} = \left(\frac{\sigma_p k_p}{\sigma_n k_n}\right)^{1/2}, \tag{10}$$

unde σ_n, k_n şi σ_p, K_p sînt conductibilităţile electrice şi termice pentru ramura n, respectiv p.

Atunci:

$$RK = \frac{\alpha_{pn}^2}{\left[\left(\frac{k_p}{\sigma_p}\right)^{1/2} + \left(\frac{k_n}{\sigma_n}\right)^{1/2}\right]^2} \tag{11}$$

şi Z devine:

$$Z = \frac{\alpha^2_{pn}}{\left[\left(\frac{k_n}{\sigma_p}\right)^{1/2} + \left(\frac{k_n}{\sigma_n}\right)^{1/2}\right]^2} \tag{12}$$

Pentru a găsi rata răcirii maxime a termobateriei se egalează cu zero derivata lui Q în raport cu I din ecuaţia (3).

Rata maximă de răcire apare la curentul:

$$I_{opt} = \frac{T \cdot \alpha_{pn}}{R} \tag{13}$$

şi la tensiunea:

$$U_{opt} = I_{opt} R + \alpha_{pn}(T_0 - T) = \alpha_{pn} T_0. \tag{14}$$

Randamentul este în acest caz:

$$\eta = \frac{1}{2\, T_0}\left(T - \frac{2(T_0 - T)}{Z\, T}\right) \tag{15}$$

şi rata de răcire:

$$Q = \frac{\alpha_{pn}^2}{R}\left(\frac{T^2}{2} - \frac{(T_0 - T)}{Z}\right). \tag{16}$$

În figura 1 se vede cum variază maximul randamentului cu diferența de temperatură pentru o serie de valori ale lui Z [1] iar în figura 2 — variația maximului randamentului cu temperatura T a joncțiunii reci pentru diferiți indici de merit Z având joncțiunea caldă menținută la o temperatură fixă $T = 300°K$ [2].

Se vede că randamentul scade cu creșterea diferenței de temperatură și cu scăderea lui T.

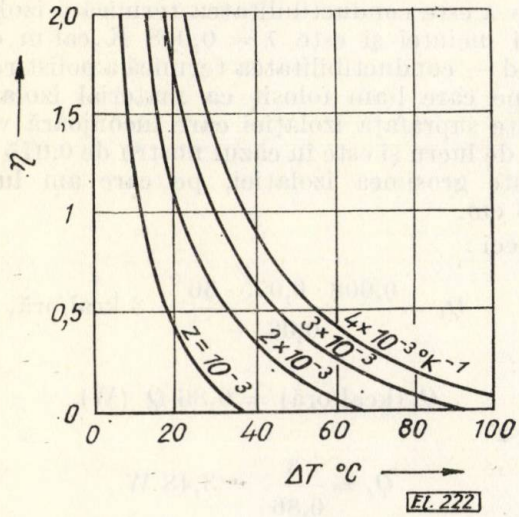


Fig. 1. Randamentul unui refrigerator termoelectric funcție de diferența de temperatură pentru o temperatură medie de 290°K.

Dar pentru un $(T_0 - T)$ fix sau o temperatură fixă a joncțiunii reci există o creștere rapidă a randamentului cu Z. Prezența factorului

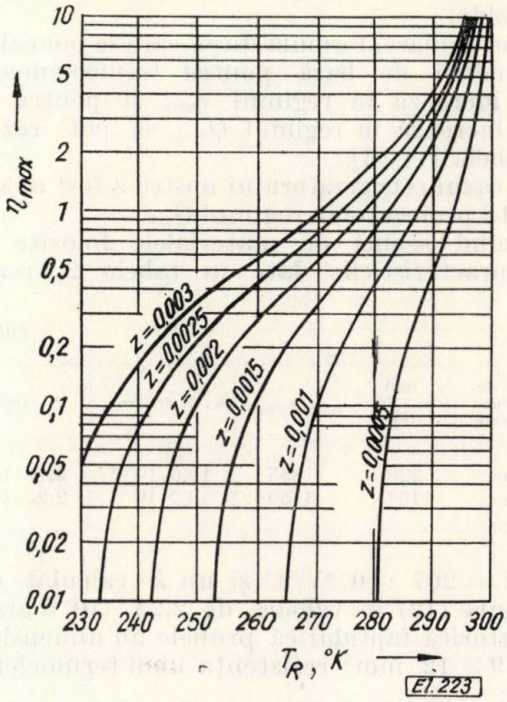


Fig. 2. Randamentul maxim funcție de temperatura joncțiunii reci și figura de merit, temperatura joncțiunii calde fiind de 300°K.

Tabela 1

Parametrul calculat	Unități de măsură	Formula de calcul	
		regimul η_{max}	regimul Q_{max}
Curentul optim	A	$I_0 = \frac{\bar{\alpha}(T_0 - T)}{R(M-1)}$	$I_0 = \frac{\bar{\alpha} \cdot T}{R}$
Căderea de tensiune	V	$V_0 = \frac{\bar{\alpha}(T_0 - T)M}{M-1}$	$V_0 = \bar{\alpha} \cdot T_0$
Randamentul de răcire	adimensional	$\eta = \frac{T}{T_0 - T} \cdot \frac{M - \frac{T_0}{T}}{M+1}$	$\eta = \frac{I}{2T_0}\left(T - \frac{2(T_0 - T)}{z}\right)$
Rata de răcire	W	$Q_0 = \frac{\bar{\alpha}^2 M}{R} \cdot \frac{(MT - T_0)(T_0 - T)}{(M+1)(M-1)^2} = \eta W$	$Q_0 = \frac{\bar{\alpha}^2}{R}\left(\frac{T^2}{2} - \frac{(T_0 - T)}{z}\right)$
Căldura care se degajă la capătul cald	W	$Q_f = \frac{\bar{\alpha}^2 M}{R}, \frac{(MT_0 - T)(T_0 - T)}{(M+1)(M-1)^2} = Q_0 + W$	$Q_f = \frac{\bar{\alpha}^2}{R}\left[T\left(T_0 + \frac{T}{2}\right) - \frac{T_0 - T}{2}\right] = Q_0 + W$
Puterea folosită de sursa de alimentare	W	$W = \frac{\bar{\alpha}^2 (T_0 - T)^2 M}{(M-1)^2 \cdot R} = I_0 V_0$	$W = \frac{\bar{\alpha}^2 T_0 \cdot T}{R} = I_0 V_0$

$$\bar{\alpha} = \alpha_p + \alpha_n; \quad M = \sqrt{1 + 0{,}5Z(T_0 + T)}; \quad R = \frac{l_p}{\sigma_p S_p} + \frac{l_n}{\sigma_n S_n}$$

($T_0 - T$) la numitorul expresiei pentru maximul randamentului (formula (8)) duce la apropierea spre infinit a tuturor curbelor, cînd temperatura joncțiunii reci se apropie de temperatura joncțiunii calde.

Prin urmare, formula după care se pot calcula parametrii de bază pentru termoelementele care lucrează în regimul η_{max} și pentru cele care lucrează în regimul Q_{max} se pot rezuma în tabela (1) [3].

În cazul refrigeratorului nostru a fost avantajos să-l proiectăm în regimul Q_{max}.

Ținînd seamă de materialele folosite [4], cu caracteristicile date în tabela 2, rezultă

Tabela 2

Tipul de conductibilitate	α, $\frac{\mu V}{grad}$	σ, Ω^{-1} cm^{-1}	K, W grad cm.	Z, (grad)$^{-1}$
p	220	885	$19{,}6 \cdot 10^{-3}$	$2{,}18 \cdot 10^{-3}$
n	194	1150	$19{,}2 \cdot 10^{-3}$	$2{,}25 \cdot 10^{-3}$

un $\bar{\alpha} = 207 \cdot 10^{-6}$V/°C și un Z calculat după formula (12) în valoare de $2{,}23 \cdot 10^{-3}$ grad^{-1}.

Datorită faptului că probele au dimensiunile $9 \times 9 \times 12$ mm^3 rezistența unui termoelement este :

$$R = \frac{2l}{\sigma S} = \frac{2 \cdot 1{,}2}{1\,100 \cdot 0{,}81} = 0{,}0027 \ \Omega.$$

Parametrii pe care îi impunem refrigeratorului sînt :

— volumul camerei de lucru = 1 000 cm^3;
— temperatura în volumul incintei, T = = −10°C = 263°K ;
— temperatura mediului înconjurător : T_0 = = 20°C = 293°K.

Curentul optim I_0 care trece prin termobaterie este :

$$I_0 = \frac{\bar{\alpha} T}{R} = \frac{207 \cdot 10^{-6} \cdot 263}{0{,}0027} = 20{,}16 \cdot$$

Tensiunea optimă V_0 a unui termoelement este :

$$V_0 = \bar{\alpha} T_0 = 207 \cdot 10^{-6} \cdot 293 = 0{,}061 \text{ V}.$$

Puterea unui termoelement este :

$$W = T_0 V_0 = 20{,}2 \cdot 0{,}061 = 1{,}232 \text{ W},$$

și deci randamentul :

$$\eta = \frac{1}{2T_0}\left(T - \frac{2(T_0 - T)}{Z \cdot T}\right) =$$

$$= \frac{1}{2 \cdot 293}\left(263 - \frac{60}{2{,}23 \cdot 10^{-3} \cdot 263)}\right) = 0{,}28.$$

Rata de răcire :

$$Q = \eta W = 0{,}28 \cdot 1{,}232 = 0{,}145 \text{ W}.$$

Pentru a calcula numărul de termoelemente necesare în termobaterie, trebuie să cunoaștem fluxul termic prin izolația camerei de lucru Q_i, întrucît :

$$N = Q_i / Q.$$

Acesta se calculează astfel :

$$Q_i = \frac{\lambda S \Delta T}{d}, \qquad (17)$$

unde λ este conductibilitatea termică a izolatorului incintei și este $\lambda = 0{,}008$ K.cal/m.oră. .grad — conductibilitatea termică a polistirenului pe care l-am folosit ca material izolator ; S este suprafața izolației care înconjoară volumul de lucru și este în cazul nostru de 0,075 m^2 ; d este grosimea izolației, pe care am luat-o de 6 cm.

Deci :

$$Q_i = \frac{0{,}008 \cdot 0{,}075 \cdot 30}{0{,}06} = 3 \text{ kcal/oră},$$

dar :

$$Q_i \text{ (kcal/oră)} = 0{,}86 \ Q \text{ (W)},$$

deci :

$$Q_i = \frac{3}{0{,}86} = 3{,}48 \text{ W}$$

Numărul de termoelemente necesare în baterie este :

$$N = \frac{Q_i}{Q} = \frac{3{,}48}{0{,}145} = 24.$$

Deci bateria trebuie să conțină 24 termoelemente.

Dispozitivul realizat experimental a prezentat caracteristici electrice și termice în bună concordanță cu cele impuse în calculul precedent.

Confecționarea termoelementelor

Termoelementul constă din două ramuri : una cu conducție electronică, cealaltă cu conducție prin goluri. Cele două ramuri sînt unite la partea superioară (la capătul rece) printr-o plăcuță de legătură, iar la partea inferioară (capătul cald) sînt unite de ramurile termoelementelor vecine prin plăcuțe de legătură în contact cu sistemul de preluare a căldurii.

Plăcuțele de legătură trebuie să aibă o conductibilitate electrică și termică mare, de aceea s-au confecționat din cupru.

Aliajul cu care se sudează materialul ramurilor termoelementului cu plăcuțele de legătură trebuie să îndeplinească trei cerințe de bază :

— trebuie să adere perfect de material pentru a reduce la minim rezistența electrică și termică de contact, să aibă el însuși o rezistență termică și ohmică mică și să aibă o plasticitate mare. Această din urmă calitate este necesară întrucît în timpul funcționării termo-

elementului apar tensiuni mecanice, ca rezultat al contracției și dilatării plăcuței de legătură la capătul rece, respectiv cald, care ar putea duce la deteriorarea termoelementului. Stratul de aliaj dintre semiconductor și plăcuțele de legătură trebuie de aceea să joace un rol de „amortizor", pentru atenuarea tensiunilor mecanice.

Aliajul care a răspuns tuturor acestor cerințe a fost 99% Bi + 1% Sn. Punctul de topire al acestui aliaj este aproximativ de 234°C. Deoarece la această temperatură letconul obișnuit cu capul de lucru din cupru se oxidează rapid, am utilizat un letcon cu cap de nichel. O atenție deosebită trebuie dată pregătirii suprafeței de lucru a letconului prin pilirea sa pînă la luciu metalic urmată de decapare cu „apă tare" (HCl + Zn) și imediat acoperire cu aliaj obișnuit SnPb. În modul acesta aderența aliajului 99% Bi — 1% Sn de letcon este bună.

Pentru a înlătura urmele de oxizi, grăsimi etc. de pe suprafața termoelementului ce urmează a-i fi aplicat contactul, suprafața este ușor curățată cu șmirghel fără a afecta prea mult dimensiunile termoelementului.

Pentru evitarea oxidării în timpul lipirii se folosește ca decapant stearina. Operația se face repede, și constă din umectarea întregii suprafețe cu aliaj 99% Bi — 1% Sn în prezența stearinei. Se consideră contactul bine aplicat cînd forma suprafeței contactului este perfect rotunjită și simetrică.

Deoarece stratul de contact are o oarecare rezistență electrică și termică este de dorit ca grosimea lui să fie redusă la minimum.

Din experiență a rezultat o grosime de 0,3 — — 0,4 mm. De asemenea, este extrem de important să existe un perfect paralelism între suprafața termoelementului și cea a stratului. Aceste condiții s-au îndeplinit cu ajutorul unui dispozitiv de așchiere conceput în laboratorul nostru (fig. 3).

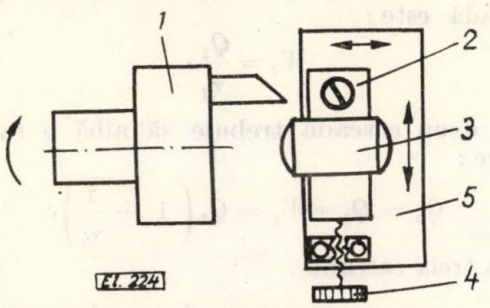


Fig. 3. Dispozitiv de așchiere.

Dispozitivul este compus din două părți: prima — scula așchietoare 1 este un cuțit de strung obișnuit montat excentric într-o piesă cilindrică care se prinde în universalul strungului. A doua piesă este o mică menghină 2, care fixează rigid pastila 3 cu ajutorul șurubului 4 și care la rîndul său este prinsă într-o poziție perfect reproductibilă de măsuța mobilă 5 a strungului.

Astfel, vîrful cuțitului descrie un plan paralel cu planul pastilei și în consecință stratul rectificat va fi uniform.

Operația următoare constă în aplicarea unui strat de aliaj Wood de circa 0,1 mm grosime care va servi pentru lipirea termoelementelor de blocurile de răcire (pe partea de evacuare a căldurii) și de plăcuțele de legătură (pe partea de absorbție a căldurii).

Aliajul folosit are compoziția: 45% Bi; 17,9% Pb; 24,5% Sn; 12,3% Cd și se topește la temperatura de 77°C.

Operația este foarte simplă întrucît aliajul Wood umectează perfect atît aliajul 99% Bi — — 1% Sn, cît și plăcuțele de legătură din cupru.

Execuția bateriei termoelectrice

Cele 24 de termoelemente au fost montate în două termobaterii înseriate. Schema unei termobaterii este dată în figura 4.

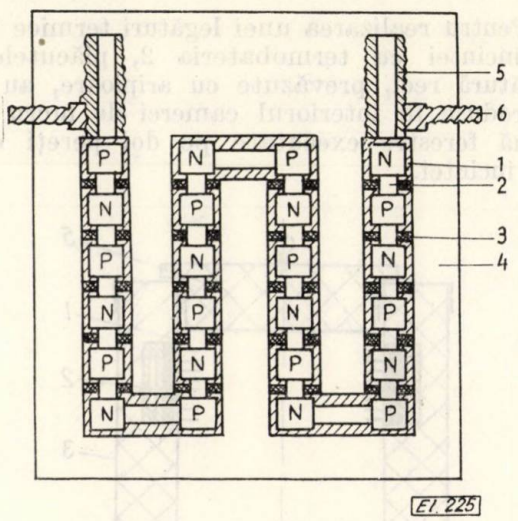


Fig. 4. Schema bateriei termoelectrice.

Plăcuțele de legătură de la capătul rece, confecționate din cupru, au fost prevăzute cu aripioare pentru o mai bună conducție a temperaturii de la capătul rece în interiorul incintei.

Pentru evacuarea căldurii de la capătul cald s-a ales soluția răcirii cu apă, care asigură cel mai ridicat coeficient de transfer termic. Apa circulă prin canale realizate direct în blocurile de legătură 1 de la capătul cald, de secțiune 10 × 10 mm², străbătute de un canal de 7 mm diametru 2.

Între blocuri se află șaibe de pertinex 3, găurite și lipite etanș cu araldit de blocuri. Blocurile sînt înseriate la rîndul lor și solidarizate tot prin lipire cu araldit pe o placă de textolit 4, cu dimensiunile 80 × 80 mm². La capătul șirului de blocuri se face alimentarea cu apă și

curent electric prin intermediul ştuţurilor 5 şi 6.

Termoelementele se distribuie ca în figură pentru a asigura trecerea bifilară a curentului. Acest lucru este necesar pentru reducerea cîmpului magnetic care se creează în jurul bateriei în timpul lucrului, care în unele cazuri ar putea fi dăunător obiectului răcit.

În spaţiile goale dintre termoelemente se introduce vată de sticlă pentru a evita schimbul de căldură nemijlocit, prin convecţie, între capetele calde şi reci ale termobateriei.

Realizarea incintei

Dispozitivul de răcire este prezentat schematic în figura 5.

Incinta interioară 1 cu dimensiunile 205 × × 65 × 92 s-a confecţionat din tablă de 0,5 mm. S-a ales ca material aluminiul, care are o bună conducţie termică, pentru a reduce căderea de temperatură din interiorul volumului.

Pentru realizarea unei legături termice bune a incintei cu termobateria 2, plăcuţele de legătură reci, prevăzute cu aripioare, au fost introduse în interiorul camerei de lucru prin două ferestre executate pe doi pereţi opuşi ai incintei.

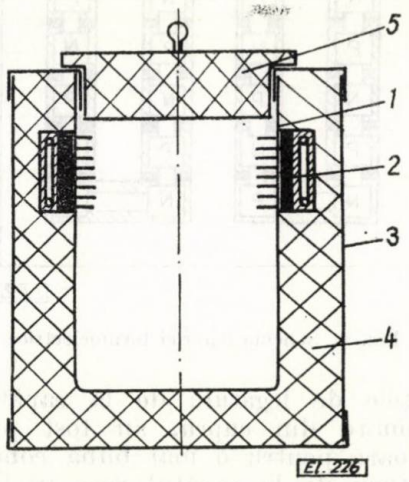


Fig. 5. Schema dispozitivului termoelectric.

Cele două termobaterii au fost înseriate atît electric cît şi în privinţa răcirii cu apă şi racordate la o priză montată pe incinta exterioară 3.

Pentru reducerea transferului termic din mediul înconjurător în camera de lucru, aceasta trebuie să fie protejată printr-un strat termoizolator. De aceea, între cele două incinte — interioară şi exterioară — s-a introdus polistiren expandat 4, cu grosimea de 60 mm.

Capacul incintei 5 este confecţionat tot din polistiren expandat, învelit cu foiţă de aluminiu de grosime 0,2 mm.

Creşterea performanţelor dispozitivelor refrigeratoare

Randamentul răcirii Peltier şi diferenţele de temperatură maxime care se pot obţine cu materialele cu anumite caracteristici, pot fi crescute prin aranjarea termoelementelor în cascadă [5] aşa cum se vede în figura 6.

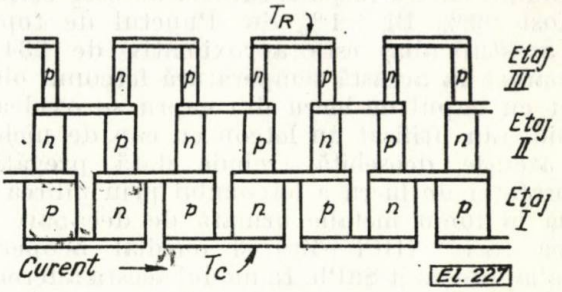


Fig. 6 Schema unei termobaterii cu trei etaje.

Într-un astfel de aranjament capătul rece al unui etaj răceşte capătul cald al etajului următor.

După cum se vede din figură, termobateriile sînt construite astfel încît capacitatea de răcire a etajului al II-lea este mai mică decît cea a etajului I, la fel capacitatea de răcire a etajului al III-lea este mai mică decît cea a etajului al II-lea.

Aceasta din urmă din cauză că primul etaj are de îndepărtat nu numai căldura iniţială derivată de la sursă ci şi aceea rezultată din funcţionarea sa.

Unul dintre parametrii de bază ai termobateriilor cu mai multe cascade, randamentul răcirii, se determină 6 în felul următor :

Fie rata răcirii primei cascade Q_1, randamentul ei η_1 şi puterea de la sursa de alimentare W_1.

Mărimile corespunzătoare celei de a doua cascade le notăm cu Q_2, η_2 şi W_2 şi aşa mai departe. Atunci, puterea folosită de prima cascadă este :

$$W_1 = \frac{Q_1}{\eta_1}.$$

A doua cascadă trebuie să aibă o rată de răcire :

$$Q_2 = Q_1 + W_1 = Q_1\left(1 + \frac{1}{\eta_1}\right),$$

iar a treia cascadă :

$$Q_3 = Q_2 + W_2 = Q_2\left(1 + \frac{1}{\eta_2}\right) =$$

$$= Q_1\left(1 + \frac{1}{\eta_1}\right)\left(1 + \frac{1}{\eta_2}\right) \qquad (18)$$

şi pentru a $(n+1)$ — a cascadă :

$$Q_{n+1} = Q_1\left(1 + \frac{1}{\eta_1}\right)\left(1 + \frac{1}{\eta_2}\right) \ldots \left(1 + \frac{1}{\eta_n}\right)$$

$$Q_{n+1} = W + Q_1 = Q_1\left(1 + \frac{1}{\eta^{(n)}}\right), \quad (19)$$

unde $W = W_1 + W_2 + \ldots W_n$ este puterea generală folosită de termobateria cu mai multe cascade; Q — rata răcirii termoelementelor; $\eta^{(n)}$ — randamentul întregii baterii.

Din (18) şi (19) obţinem următoarea ecuaţie pentru randamentul termobateriei cu mai multe cascade:

$$1 + \frac{1}{\eta^{(n)}} \prod_{i=1}^{i=n}\left(1 + \frac{1}{\eta_i}\right) \text{ sau } \eta^{(n)} = \frac{1}{\prod_{i=1}^{i=n}\left(1 + \frac{1}{\eta_i}\right) - 1} \quad (20)$$

Din (20) rezultă că, randamentul termobateriei cu mai multe cascade $\eta^{(n)}$ atinge valoarea maximă, dacă randamentele fiecărei cascade sînt egale, adică:

$$\eta_1 = \eta_2 = \ldots = \eta_n = \eta. \quad (21)$$

Atunci randamentul termobateriei cu n cascade va fi:

$$\eta^{(n)} = \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{\eta}\right)^n - 1} \quad (22)$$

Din figurile 7 şi 8 se vede că avantajul termobateriilor cu două etaje apare numai la valori mici ale lui η. Totuşi, cînd este necesar să se obţină o scădere maximă de temperatură fără a ţine seama de puterea folosită pentru aceasta

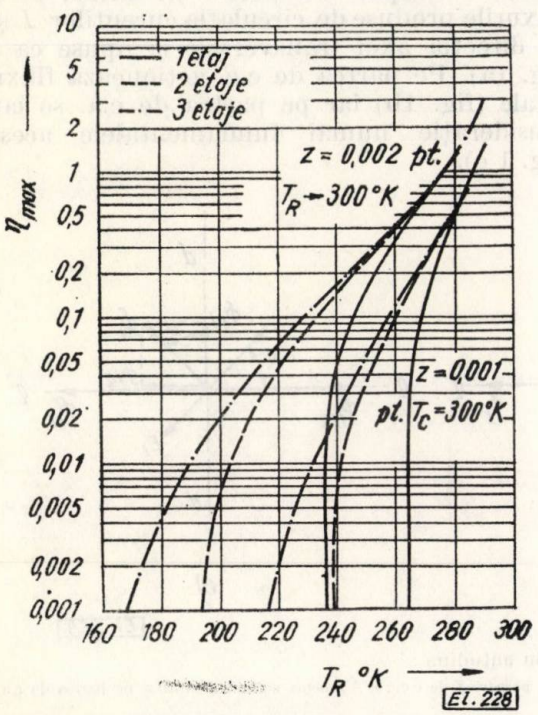


Fig. 7. Dependenţa lui η_{max} de temperatura capătului rece pentru termobaterii cu 1 etaj, 2 etaje şi 3 etaje construite din materiale cu $Z = 0{,}002$ şi $Z = 0{,}001$ grd $^{-1}$. Temperatura capătului cald este 300°K.

de termoelemente, este convenabil să se folosească termobaterii cu două cascade şi uneori cu trei cascade.

Folosirea unor termobaterii cu un număr de cascade mai mare decît trei este neraţională

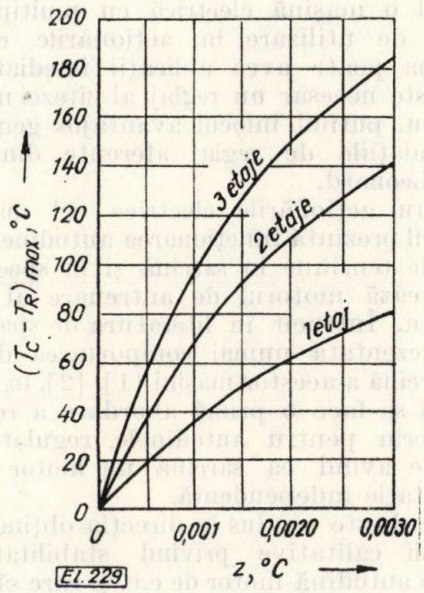


Fig. 8. Diferenţa de temperatură maximă în funcţie de factorul de merit pentru termobaterie cu 1 etaj, 2 etaje şi 3 etaje.

deoarece rata de răcire a cascadei a treia este atît de mică încît folosirea unei astfel de termobaterii în condiţii reale nu este totdeauna posibilă.

În afară de aceasta, trebuie avut în vedere că datorită dependenţei de temperatură a lui Z, căderea de temperatură creată de fiecare cascadă scade cu creşterea numărului cascadelor după o lege pătratică.

Se mai poate adăuga, că la construirea termobateriilor cu trei cascade se întîmpină mari dificultăţi constructive.

Din toate aceste motive, termobateriile cele mai răspîndite sînt cele cu cel mult trei cascade.

Bibliografie

[1] *Goldsmid, H. J.*, Aplication of Thermoelectricity, London, Methuen, 1960.

[2] *Altenkirch, E.*, Phys. Zeits., 12, 920 (1951).

[3] *Kolenko, E. A.*, Termoelectriceskie ohlajdaiuşcie priborî. Izd. Akad. Nauk, 1968.

[4] *Jaklovszki, J., Ionescu, R., Nistor, N.*, şi *Niculescu D.* În: Metalurgia în curs de apariţie.

[5] *Ioffe, A. F.*, Semiconductor Thermoelements and Thermoelectric Cooling. Infosearch London, 1957.

[6] *Peter, W., Cowling, J.*, Edwaed Sunderland, Adv. Energy Conversion, 7 febr., nr. 4, 1968.

Intrat în redacţie la 28. XII.1971

Comportarea dinamică a autodinelor regulatoare de tensiune în sarcină

CORNELIU HUȚANU* – Iași

CZ 621.316.722 :.621.313.39

Fiind o mașină electrică cu multiple posibilități de utilizare în acționările electrice, autodina poate avea aplicații imediate acolo unde este necesar un reglaj al vitezei mașinilor de lucru, putînd înlocui avantajos generatorul și instalațiile de reglaj aferente din grupul Ward-Leonard.

Pentru acționările electrice cel mai mare interes îl prezintă funcționarea autodinei regulatoare de tensiune în sarcină și în special cînd alimentează motorul de antrenare al mașinii de lucru. Întrucît în literatura de specialitate este prezentată numai comportarea dinamică fără sarcină a acestor mașini [1], [2], în lucrarea de față se face o primă abordare a regimului tranzitoriu pentru autodinele regulatoare de tensiune avînd ca sarcină un motor de c.c. cu excitație independentă.

Studiul este condus în direcția obținerii unor concluzii calitative privind stabilitatea sistemului autodină-motor de c.c. și care să asigure o bună descriere a comportării dinamice reale a acestor mașini. În acest sens, pentru evitarea complicării studiului și imaginii fizice a proceselor, se vor face cîteva ipoteze simplificatoare care să nu afecteze calitativ concluziile :

a) excitația autodinei se realizează prin rotor, lipsind înfășurarea de excitație de alunecare ;

b) se neglijează influența înfășurării statorice de compensare a frecărilor asupra proceselor tranzitorii. Această înfășurare (precum și înfășurarea de excitație de alunecare) se comportă în regim dinamic ca o înfășurare de amortizare, existența ei asigurînd un plus de stabilitate autodinei [1]. De asemenea, se neglijează influența înfășurării de forțare care are un număr redus de spire (zeci) în comparație cu a înfășurării de comandă (mii) ;

c) din punct de vedere magnetic se consideră mașina realizată simetric în raport cu axele principale iar înfășurarea rotorică unică.

Datorită faptului că funcționarea acestor mașini implică rotirea fluxului de excitație în raport cu periile de lucru, comportarea lor dinamică va fi descrisă de ecuații diferențiale neliniare. Din acest motiv, pentru eliminarea neliniarității, studiului analitic s-a condus în sensul liniarizării ecuațiilor folosind metoda micilor variații. Drept urmare, acest studiu este valabil numai pentru variații suficient de mici în jurul unor poziții de echilibru, concluziile referindu-se la stabilitatea „în mic" (statică) a sistemului considerat.

1. Considerații cu privire la funcționarea în sarcină a autodinei

În regim staționar ($\Omega = \Omega_s$), pentru condițiile menționate, în autodină acționează fluxurile produse de circulația curenților de sarcină I, de compensare a acestuia I_{1k} și de magnetizare I_μ. Fluxul de excitație poate avea orice poziție în raport cu periile de lucru, pe cînd fluxurile produse de circulația curenților I și I_{1k} au direcția axei transversale și opuse ca sens (fig. 1a). Pe partea de c.c. acționează fluxurile totale (fig. 1b) iar pe partea de c.a. se iau în considerație numai fundamentalele acestora (fig. 1 c).

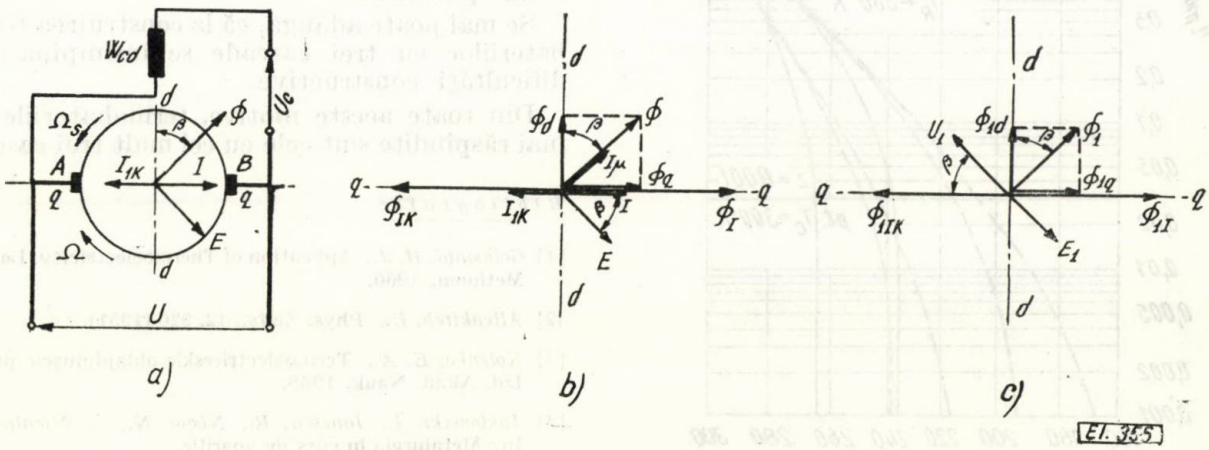


Fig. 1. Regimul staționar în autodină :
a – mărimile care intervin la funcționarea în sarcină ; *b* – schema acțiunii fluxurilor pe partea de c.c. ; *c* – schema acțiunii fluxurilor pe partea de c.a.

Avînd în vedere că circulînd prin fazele înfășurării rotorice curenții I_μ și I_{1k} produc t.m.m. cu o distribuție sinusoidală iar curentul

* Dr. ing. *C. Huțanu* este șef de lucrări la Facultatea de electrotehnică a Institutului politehnic din Iași.

continuu I, o t.m.m. cu distribuție triunghiulară; pentru o construcție conformă cu ipoteza c), expresiile fluxurilor sînt date de relațiile:

$$\begin{cases} \Phi_d = \Lambda_{fd}\dfrac{3\sqrt{2}w_f}{p}I_{\mu d} = K_1 I_{\mu d};\ \Phi_{1d} = \Lambda_{1fd}\dfrac{3\sqrt{2}w_f}{p}I_{\mu d} = \\ = k_1 I_{\mu d} \\ \Phi_q = \Lambda_{fq}\dfrac{3\sqrt{2}w_f}{p}I_{\mu q} = K_1 I_{\mu q};\ \Phi_{1q} = \Lambda_{1fq}\dfrac{3\sqrt{2}w_f}{p}I_{\mu q} = \\ = k_1 I_{\mu q} \\ \Phi_{1K} = \Lambda_{fq}\dfrac{3\sqrt{2}w_f}{p}I_{1K} = K_1 I_{1K}; \\ \Phi_{1IK} = \Lambda_{1fq}\dfrac{3\sqrt{2}w_f}{p}I_{1K} = k_1 I_{1K} \\ \Phi_I = \Lambda_q \dfrac{N}{8ap} I = K_2 I;\ \Phi_{1I} = \Lambda_{1q}\dfrac{N}{\pi^2 ap} I = k_2 I \end{cases} \tag{1}$$

unde:

Λ_{fd}, Λ_{fq}, Λ_{1fd}, Λ_{1fq} sînt permeanțele aparente după axele principale corespunzătoare fluxurilor totale respectiv fundamentalelor acestora produse de circulația curenților prin fazele rotorice;

Λ_q, Λ_{1q} — permeanțele aparente corespunzătoare fluxurilor total respectiv fundamentalei produse de circulația curentului continuu prin înfășurarea rotorică;

w_f — numărul efectiv de spire al înfășurării unei faze rotorice;

N — numărul de conductoare active al înfășurării rotorice;

a — numărul de perechi de căi de curent al înfășurării rotorice;

p — numărul de perechi de poli.

Regimul staționar al autodinei regulatoare de tensiune avînd ca sarcină un motor de c.c. cu excitație independentă este descris de ecuațiile de echilibru al tensiunilor pentru autodină și motor, completate cu ecuațiile de echilibru al puterilor interne în autodină și cuplurilor cînd direcțiile de acțiune ale fluxurilor și căderile rotorice de tensiune (fig. 2). Se obține sistemul:

$$\begin{cases} U_c = U \\ U_{1q} = E_{1q} + X_f I_{\mu d} - R_f I_{\mu q} + R_f I_{1K} - R_1 I \\ U = E + X_2 I_{\mu d} - R_2 I_{\mu q} + R_2 I_{1K} - RI \\ 3E_1 I_{\mu d}\cos(90 + \beta) + 3E_1 I_{\mu q}\cos\beta + \\ + 3E_1 I_{1K}\cos(180 - \beta) = E_q I \\ U = c_e \Omega_m + R_a I \\ c_m I = M_r \end{cases} \tag{2}$$

unde:

R_f, R, R_1, R_2, X_f, X, X_2 sînt rezistențele și reactanțele înfășurării rotorice a autodinei pentru circuitele de c.c. și c.a. [5];

c_e, c_m — constante de proporționalitate ale motorului;

R_a — rezistența înfășurării rotorice a motorului;

Ω_m — viteza unghiulară a motorului;

M_r — cuplul rezistent pe arborele motorului.

Ținînd cont de (1) și pentru cazul funcționării în gol a motorului cu un cuplu constant ($M_r = M_0 = \text{const}$) sistemul (2) devine:

$$\begin{cases} U_c = U \\ U_1\cos\beta = k_1 k_e \Omega_s I_{\mu d} + X_f I_{\mu d} - R_f I_{\mu q} + \\ + R_f I_{1K} - R_1 I \\ U = K_1 K_e \Omega_s I_{\mu d} + X_2 I_{\mu d} - R_2 I_{\mu q} + R_2 I_{1k} - RI \\ 3E_1 I_{1K}\cos\beta + E_q I = 0 \\ U = c_e \Omega_m + R_a I \\ c_m I = M_0 \end{cases} \tag{3}$$

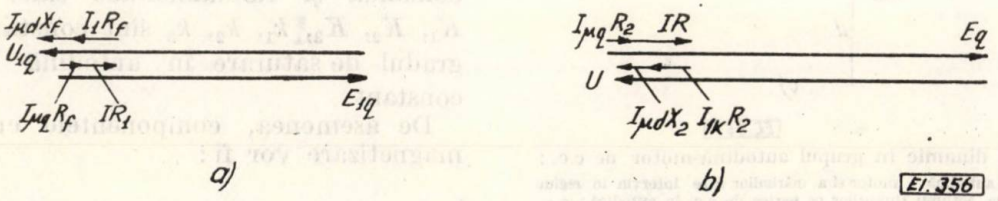


Fig. 2. Diagramele tensiunilor rotorice transversale ale autodinei pentru regimul staționar:
a — pe partea de c.a.; b — pe partea de c.c.

în motor. Interesînd numai tensiunea la periile de lucru AB ale autodinei, pentru rotorul acesteia se vor reține numai ecuațiile tensiunilor rotorice transversale care se scriu cunoș-

și unde $k_e = \dfrac{p}{\sqrt{2}}w_f$; $K_e = \dfrac{2p}{\pi}w_a$, w_a fiind numărul efectiv de spire al înfășurării rotorice

a autodinei; U_1 — tensiunea de alimentare pe fază a autodinei iar Ω_s — viteza unghiulară de sincronism.

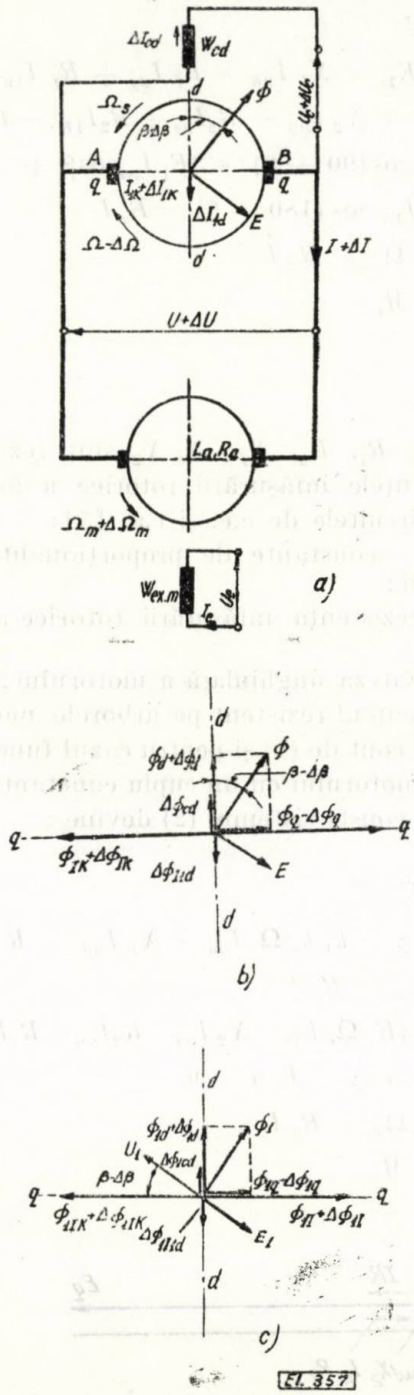


Fig. 3. Regimul dinamic în grupul autodină-motor de c.c.: *a* — schema grupului autodină — motor şi a mărimilor care intervin în regim dinamic; *b* — schema acţiunii fluxurilor pe partea de c.c. în autodină; *c* — schema acţiunii fluxurilor pe partea de c.a. în autodină.

2. Funcţionarea dinamică a autodinei regulatoare de tensiune în sarcină

Studiul regimului dinamic al sistemului autodină-motor se va face prin perturbarea tensiunii de comandă cu o valoare mică ΔU_c cu o variaţie oarecare în timp. În urma măririi, spre exemplu, a tensiunii de comandă, curentului ΔI_{cd} ce apare în înfăşurarea w_{cd} îi corespunde în fazele rotorice un curent de compensare ΔI_{1d}, apariţia unui cuplu electromagnetic ce provoacă modificarea temporară a vitezei rotorului în sensul micşorării unghiului β, mărirea tensiunii la borne, a curentului de sarcină şi deci şi a vitezei motorului (fig. 3a). Modificarea unghiului β conduce la modificarea componentelor longitudinale şi transversale ale fazorilor U_1, I_μ, Φ şi E. Avînd în vedere mărimile noi ce intervin în acest caz în autodină se pot stabili fluxurile totale pe partea de c.c. (fig. 3b) şi fundamentalele lor pe partea de c.a. (fig. 3c):

$$
\begin{cases}
\Phi\cos(\beta-\Delta\beta)=\Phi\cos\beta+\Phi\sin\beta\cdot\Delta\beta= \\
\quad=\Phi_d+\Delta\Phi_d=K_1(I_{\mu d}+\Delta I_{\mu d}) \\
\Phi\sin(\beta-\Delta\beta)=\Phi\sin\beta-\Phi\cos\beta\cdot\Delta\beta= \\
\quad=\Phi_q-\Delta\Phi_q=K_1(I_{\mu q}-\Delta I_{\mu q}) \\
\Phi_1\cos(\beta-\Delta\beta)=\Phi_1\cos\beta+\Phi_1\sin\beta\cdot\Delta\beta= \\
\quad=\Phi_{1d}+\Delta\Phi_{1d}=k_1(I_{\mu d}+\Delta I_{\mu d}) \\
\Phi_1\sin(\beta-\Delta\beta)=\Phi_1\sin\beta-\Phi_1\cos\beta\cdot\Delta\beta= \\
\quad\Phi_{1q}-\Delta\Phi_{1q}=k_1(I_{\mu q}+\Delta I_{\mu q}) \\
\Phi_I+\Delta\Phi_I=K_2(I+\Delta I);\ \Phi_{1I}+\Delta\Phi_{1I}= \\
\quad=k_2(I+\Delta I) \\
\Phi_{IK}+\Delta\Phi_{IK}=K_1(I_{1K}+\Delta I_{1K});\ \Phi_{1IK}+ \\
\quad+\Delta\Phi_{1IK}=k_1(I_{1K}+\Delta I_{1K}) \\
\Delta\Phi_{1Id}=K_1\Delta I_{1d};\ \Delta\Phi_{1I1d}=k_1\Delta I_{1d} \\
\Delta\Phi_{cd}=K_3\Delta I_{cd};\ \Delta_{1cd}=k_3\Delta I_{cd}
\end{cases}
\tag{4}
$$

unde $K_3=\lambda_d w_d$; $k_3=\lambda_{1d} w_{cd}$, λ_d şi λ_{1d} fiind permeanţele aparente pe un pas polar în direcţia axei longitudinale corespunzătoare fluxului de comandă şi fundamentalei sale. Coeficienţii K_1, K_2, K_3, k_1, k_2, k_3 sînt constanţi deoarece gradul de saturare în autodină se menţine constant.

De asemenea, componentele curentului de magnetizare vor fi:

$$
\begin{cases}
I_\mu\cos(\beta-\Delta\beta)=I_\mu\cos\beta+I_\mu\sin\beta\cdot\Delta\beta= \\
\quad=I_{\mu d}+\Delta I_{\mu d} \\
I_\mu\sin(\beta-\Delta\beta)=I_\mu\sin\beta-I_\mu\cos\beta\cdot\Delta\beta= \\
\quad=I_{\mu q}-\Delta I_{\mu q}
\end{cases}
\tag{4'}
$$

În această situaţie, dacă se ţine cont şi de fluxurile de dispersie regimul tranzitoriu amintit este descris de sistemul de ecuaţii :

$$\begin{cases}
(U_c + \Delta U_c) - (U + \Delta U) = a_c R_c \Delta I_{cd} + \\
+ 2pw_{cd}\dfrac{d}{dt}(K_{3\sigma}+K_3)\Delta I_{cd}+K_1(\Delta I_{\mu d} - \Delta I_{1d}) \\
U_1 \cos(\beta - \Delta\beta) = k_e (\Omega_s - \Delta\Omega)\,[k_1 (I_{\mu d} + \\
+ \Delta I_{\mu d}) - k_1 \Delta I_{1d} + k_3 \Delta I_{cd}] + \\
+ w_f \dfrac{d}{dt}(\Delta\Phi_{1q} + \Delta\Phi_{\sigma 1q}) + w_f \dfrac{d}{dt}(\Delta\Phi_{1IK} - \\
- \Delta\Phi_{1I}) + w_f \dfrac{d}{dt}(\Delta\Phi_{\sigma 1IK} - \Delta\Phi_{\sigma 1I}) + X_f (I_{\mu d} + \\
+ \Delta I_{\mu d} - \Delta I_{1d}) - R_f (I_{\mu q} - \Delta I_{\mu q}) + R_f (I_{1K} + \\
+ \Delta I_{1K}) - R_1 (I + \Delta I) \\
U + \Delta U = K_e (\Omega_s - \Delta\Omega)[K_1 (I_{\mu d} + \Delta I_{\mu d}) - \\
- K_1 \Delta I_{1d} + K_3 \Delta I_{cd}] + w_a \dfrac{d}{dt}(\Delta\Phi_q + \Delta\Phi_{\sigma q}) + \\
+ w_a \dfrac{d}{dt}(\Delta\Omega_{IK} - \Delta\Phi_I) + w_a \dfrac{d}{dt}(\Delta\Phi_{\sigma IK} - \\
- \Delta\Phi_{\sigma I}) + X_2 (I_{\mu d} + \Delta I_{\mu d} - \Delta I_{1d}) - \\
- R_2 (I_{\mu q} - \Delta I_{\mu q}) + R_2 (I_{1K} + \Delta I_{1K}) - R(I + \Delta I) \\
3E_1 (I_{\mu d} + \Delta I_{\mu d} - \Delta I_{1d}) \cos[90 + (\beta - \Delta\beta)] + \\
+ 3E_1 (I_{\mu q} - \Delta I_{\mu q}) \cos(\beta - \Delta\beta) + 3E_1 (I_{1K} + \\
+ \Delta I_{1K}) \cos[180 - (\beta - \Delta\beta)] = E(I + \\
+ \Delta I) \cos(\beta - \Delta\beta) - \Delta P_j \\
U + \Delta U = c_e (\Omega_m + \Delta\Omega_m) + L_a \dfrac{d(\Delta I)}{dt} + \\
+ R_a \Delta I \\
c_m (I + \Delta I) = M_0 + J_m \dfrac{d(\Delta\Omega_m)}{dt}
\end{cases} \tag{5}$$

unde :

a, w_{cd}, R_c sînt numărul de căi de curent, numărul de spire şi rezistenţa înfăşurării de comandă ;

$K_{3\sigma} = \lambda_{\sigma c}\, w_{cd}$, $\lambda_{\sigma c}$ fiind permeanţa de scăpări corespunzătoare fluxului de comandă pentru un pas polar ;

ΔP_j — puterea corespunzătoare variaţiei energiei cinetice a rotorului autodinei ;

L_a — inductanţa înfăşurării rotorice a motorului :

J_m — momentul de inerţie al rotorului motorului.

Ţinînd cont de (3) şi neglijînd produsele de termeni mici, sistemul (5) devine :

$$\begin{cases}
\Delta U_c - \Delta U = a_c R_c \Delta I_{cd} + 2pw_{cd}\dfrac{d}{dt}[K_{3\sigma} + \\
+ K_3)\Delta I_{cd} + K_1 (\Delta I_{\mu d} - \Delta I_{1d})] \\
U_1 \sin\beta \cdot \Delta\beta = k_1 k_e \Omega_s \Delta I_{\mu d} - k_1 k_e I_{\mu d} \Delta\Omega - \\
- k_1 k_e \Omega_s \Delta I_{1d} + k_3 k_e \Omega_s \Delta I_{cd} + w_f \dfrac{d}{dt}(\Delta\Phi_{1q} + \\
+ \Delta\Phi_{1IK} - \Delta\Phi_{1I}) + w_f \dfrac{d}{dt}(\Delta\Phi_{\sigma 1q} + \Delta\Phi_{\sigma 1IK} - \\
- \Delta\Phi_{\sigma 1I}) + X_f (\Delta I_{\mu d} - \Delta I_{1d}) + R_f \Delta I_{\mu q} + \\
+ R_f \Delta I_{1K} - R_1 \Delta I \\
\Delta U = K_1 K_e \Omega_s \Delta I_{\mu d} - K_1 K_e I_{\mu d} \Delta\Omega - \\
- K_1 K_e \Omega_s \Delta I_{1d} + K_3 K_e \Omega_s \Delta I_{cd} + \\
+ w_a \dfrac{d}{dt}(\Delta\Phi_q + \Delta\Phi_{IK} - \Delta\Phi_I) + w_a \dfrac{d}{dt}(\Delta\Phi_{\sigma q} + \\
\Delta\Phi_{\sigma IK} - \Delta\Phi_{\sigma I}) + X_2 (\Delta I_{\mu d} - \Delta I_{1d}) + \\
+ R_2 \Delta I_{\mu q} - R\Delta I + R_2 \Delta I_{1K} \\
3E_1 \Delta I_{1d} \sin\beta - (3E_1 \Delta I_{1K} + E\Delta I)\cos\beta = - \\
- J \Omega_s \dfrac{d(\Delta\Omega)}{dt} \\
\Delta U = c_e \Delta\Omega_m + L_a \dfrac{d(\Delta I)}{dt} + R_a \Delta I \\
c_m \Delta I = J_m \dfrac{(d\Delta\Omega_m)}{dt}
\end{cases} \tag{6}$$

J fiind momentul de inerţie al rotorului autodinei.

Ecuaţiile din (6) mai pot fi simplificate (Anexa), obţinîndu-se în fine :

$$\begin{cases}
\Delta U_c - \Delta U = a_c R_c \Delta I_{cd} + 2pw_{cd}(K_{3\sigma} + \\
+ K_3)\dfrac{d}{dt}\Delta I_{cd} + 2pw_{cd} K_1 \dfrac{d}{dt}(\Delta I_{\mu d} - \\
- \Delta I_{1d}) \\
U_1 \sin\beta \cdot \Delta\beta = k_1 k_e \Omega_s \Delta I_{\mu d} + X_f \Delta I_{\mu d} \\
\Delta U = K_1 K_e \Omega_s \Delta I_{\mu d} + X_2 \Delta I_{\mu d} - \\
- \dfrac{K_1}{k_1}\left[\dfrac{K_e}{k_e} w_f \sigma_f - w_a \sigma_a\right]\Phi_1 \cos\beta \dfrac{d(\Delta\beta)}{dt} + \\
+ \dfrac{K_1}{k_1}(k_1 K_3 - K_1 k_3)\Omega_s \Delta I_{cd} \\
\dfrac{3E_1 \sin\beta}{\Omega_s} \Delta I_{1d} = -\dfrac{J}{p}\dfrac{d^2(\Delta\beta)}{dt^2} \\
\Delta U = c_e \Delta\Omega_m + L_a \dfrac{d(\Delta I)}{dt} + R_a \Delta I \\
c_m \Delta I = J_m \dfrac{d(\Delta\Omega_m)}{dt}.
\end{cases} \tag{7}$$

In operațional, pentru condiții inițiale nule, sistemul de ecuații (7) devine :

$$\begin{cases} \Delta U_c(s) - \Delta U(s) = a_c R_c \Delta I_{cd}(s) + \\ + a_c R_c (T_{c\sigma} + T_c)\cdot s\,\Delta T_{cd}(s) + a_c R_c T_{cd}\cdot \\ \cdot s[\Delta I_{\mu d}(s) - \Delta I_{1d}(s)] \\ U_1 \sin\beta\cdot\Delta\beta(s) = k_1 k_e \Omega_s \Delta I_{\mu d}(s) + \\ + X_f \Delta I_{\mu d}(s) \\ \Delta U(s) = K_1 K_e \Omega_s \Delta I_{\mu d}(s) + X_2 \Delta I_{\mu d}(s) - \\ - \dfrac{K_1}{k_1}\left[\dfrac{K_e}{k_e} w_f \sigma_f - w_a \sigma_a\right]\Phi_1 \cos\beta\cdot s\,\Delta\beta(s) + \\ + \dfrac{K_e}{k_1}(k_1 K_3 - K_1 k_3)\Omega_s \Delta I_{cd}(s) \\ 3U_1 \sin\beta\cdot\Delta I_{1d}(s) = J\dfrac{\Omega_s}{p}\cdot s^2\,\Delta\beta(s) \\ \Delta U(s) = c_e \Delta\Omega_m(s) + L_a\cdot s\Delta I(s) + R_a \Delta I(s) \\ c_m \Delta I(s) = J_m\cdot s\,\Delta\Omega_m(s) \end{cases} \quad (8)$$

unde s-a considerat : $E_1 \approx -U_1$ (fig. 1c) iar

$$T_c = \frac{2p w_{cd} K_3}{a_c R_c} \; ; \quad T_{c\sigma} = \frac{2p w_{cd} K_{3\sigma}}{a_c R_c} \text{ și } T_{cd} = \frac{2 p w_{cd} K_1}{a_c R_c}.$$

În figura 4 s-a reprezentat schema bloc corespunzătoare sistemului de ecuații (8), schemă utilă atît pentru stabilirea acțiunii fiecărei mărimi cît și pentru studiul schemelor complexe ce conțin autodine regulatoare de tensiune. Folosind algebra schemelor bloc schema din figura 4 se poate aduce la forma cea mai simplă reprezentată în figura 5. Rezultă funcția de transfer a autodinei regulatoare de tensiune avînd ca sarcină un motor de c.c. cu excitație independentă funcționînd în gol

$$\frac{\Delta\Omega_m(s)}{\Delta U_c(s)} = \frac{K_m[1 - s G_1 + s^2 G_2 (C - a_c R_c)]}{(1 + sG_3 + s^2 C G_2 + s^3 G_2 D)(1 + sT_m + s^2 T_s T_m)}, \quad (9)$$

unde :

$K_m = \dfrac{1}{c_e}$ este factorul de amplificare sau de transfer al motorului ;

$T_a = \dfrac{L_a}{R_a}$ — constanta electromagnetică de timp a motorului ;

$T_m = \dfrac{R_a J_m}{c_e c_m}$ — constanta electromagnetică de timp a motorului ;

$G_1 = \dfrac{E}{A}$; $G_2 = \dfrac{C'}{CA'}$; $G_3 = \dfrac{B'}{A'}$

iar

$$\begin{cases} A = \dfrac{K_1 K_e}{k_1 k_e} U_1 \sin\beta \; ; \; A' = 3 U_1 k_3 k_e \Omega_s \sin\beta\cdot A \\ B = \dfrac{a_c R_c T_{cd}}{k_1 k_e \Omega_s + X_f} U_1 \sin\beta \; ; \; B' = \\ = 3 U_1 k_3 k_e \Omega_s \sin\beta\cdot B \\ C = a_c R_c + \dfrac{K_e}{k_1}(k_1 K_3 - K_1 k_3)\Omega_s \; ; \; C' = \\ = J\dfrac{\Omega_s}{p}(k_1 k_e \Omega_s + X_f) C \\ D = a_c R_c\left[T_{c\sigma} + \dfrac{k_e(T_c k_1 - T_{cd} k_3)\Omega_s + T_c X_f}{k_1 k_e \Omega_s + X_f}\right]; \\ D' = J\dfrac{\Omega_s}{p}(k_1 k_e \Omega_s + X_f) D \\ E = \dfrac{K_1}{k_1}\left[\dfrac{K_e}{k}(w_f \sigma_f - w_a \sigma_a)\right]\Phi_1 \cos\beta \end{cases} \quad (10)$$

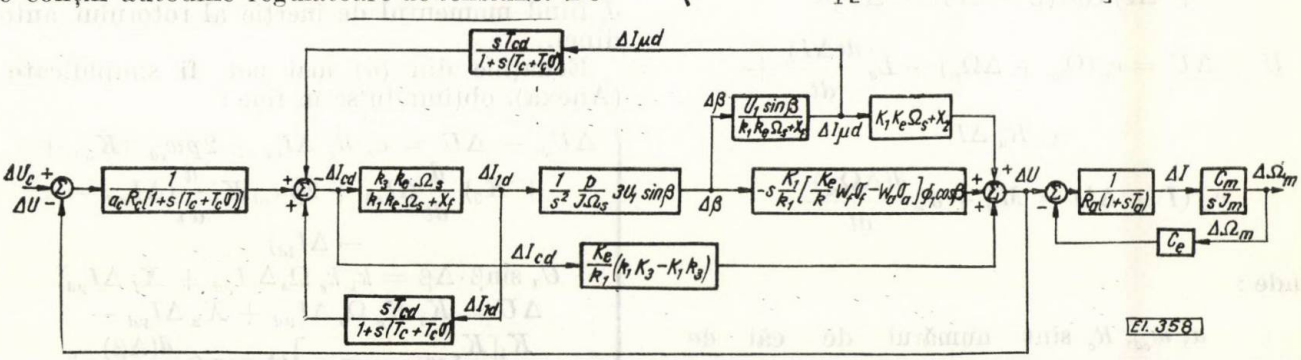


Fig. 4. Schema bloc a grupului autodină regulatoare de tensiune-motor de c.c. cu excitația separată.

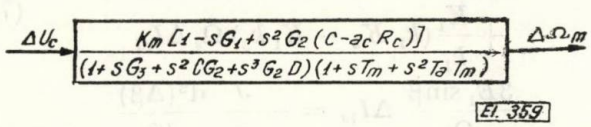


Fig. 5. Schema bloc simplificată a grupului autodină-motor.

Ținînd cont de (10) și folosind criteriul Hurwitz rezultă, în final condiția de stabilitate pentru sistemul considerat :

$$\frac{a_c R_c T_{cd}}{k_1 k_e \Omega_s + X_f} U_1 \sin\beta\left[a_c R_c + \frac{K_e}{k_1}(k_1 K_3 - K_1 k_3)\Omega_s\right] > \frac{K_1 K_e}{k_1 k_e} U_1 \sin\beta\cdot a_c R_c\left[T_{c\sigma} + \frac{k_e(T_c k_1 - T_{cd} k_3)\Omega_s + T_c X_f}{k_1 k_e \Omega_s + X_f}\right]$$

sau

$$a_c R_c > \frac{K_e}{k_1 k_e}[K_{3\sigma}(k_1 k_e \Omega_s + X_f) + K_3 X_f]. \quad (11)$$

Inegalitatea (11) cuprinde numai termeni specifici autodinei și reprezintă de fapt condiția

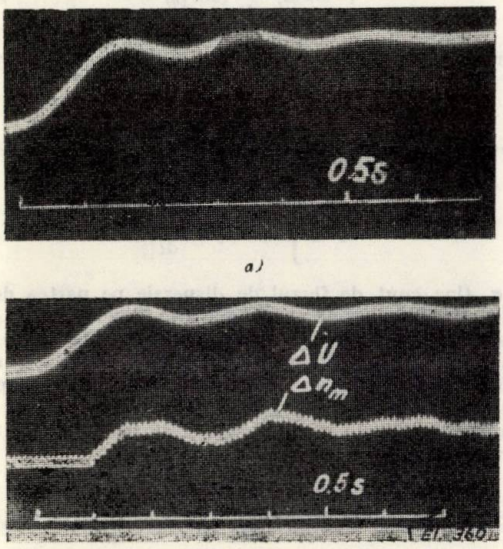


Fig. 6. Oscilogramele regimului tranzitoriu pentru $\beta = 90°$ ($U = 0$) și $\Delta U_c = 6$ V:

a — răspunsul autodinei la funcționarea în gol pentru o variație treaptă a tensiunii de comandă; *b* — răspunsul autodinei la funcționarea în sarcină și variația vitezei motorului pentru o variație treaptă a tensiunii de comandă.

de stabilitate a autodinelor regulatoare de tensiune. O condiție similară a fost obținută și în [1] dar pentru cazul funcționării în gol. Rezultă concluzia că autodina este cea care dictează funcționarea stabilă a unui sistem autodină-motor de c.c.

3. Verificări experimentale

Folosind o autodină experimentală [3], s-a alimentat de la aceasta un motor de c.c. de 3kW, 120 V, 2200 rot/min, excitat separat. Pentru a îndeplini condițiile teoretice în ce privește liniaritatea s-a perturbat sistemul autodină-motor cu o variație treaptă de 6V aplicată înfășurării de comandă a autodinei. Acest lucru s-a realizat pentru două poziții ale fluxului în raport cu axa longitudinală: $U=0$ $V(\beta=90)$—reprezentînd poziția cea mai dificilă din punct de vedere al stabilității pentru autodină [1] și $U=55$ V $(\beta=33°40')$.

Pentru a vedea cum influențează sarcina asupra desfășurării proceselor tranzitorii pentru cele două situații amintite s-a oscilografiat răspunsul autodinei la variația tensiunii de comandă atît la funcționarea în gol cît și în sarcină. În figura 6a este prezentat răspunsul autodinei la funcționarea în gol iar în figura 6b la funcționarea în sarcină împreună cu răspunsul sistemului (Δn_m) pentru $\beta=90°$.

Pentru cazul cînd perturbația se aplică în poziția $\beta=33°40'$ răspunsul autodinei la funcționarea în gol este prezentat în figura 7a iar în sarcină în figura 7b împreună cu modificarea vitezei de rotație a motorului. Se observă că sarcina practic nu influențează desfășurarea proceselor tranzitorii din autodină cînd aceasta este stabilă.

Cu ajutorul grupului experimental amintit s-au făcut încercări pentru a se vedea dacă stabilitatea sistemului evidentă „în mic", este îndeplinită și „în mare" (stabilitatea dinamică). În figura 8 sînt prezentate oscilogramele tensiunii la borne și vitezei motorului pentru modificarea bruscă a polarității tensiunii de comandă a autodinei de la +60 V la −60 V.

În cazul cînd autodina nu este stabilă, lucru realizat prin modificarea rezistenței înfășu-

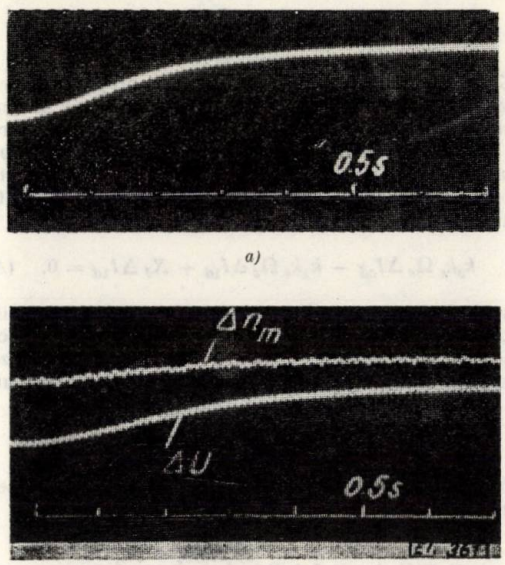


Fig. 7. Oscilogramele regimului tranzitoriu pentru $\beta = 33°40'$ ($U = 55$ V) și o variație treaptă de 6 V a tensiunii de comandă:

a — răspunsul autodinei la funcționarea în gol; *b* — răspunsul autodinei la funcționarea în sarcină și variația vitezei motorului.

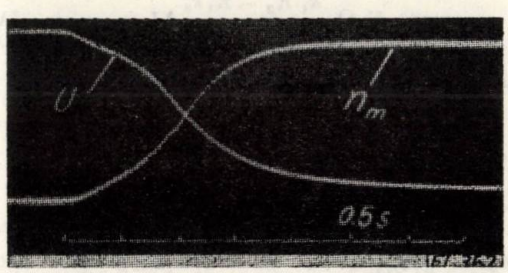


Fig. 8. Oscilogramele tensiunii la borne și vitezei motorului de c.c. pentru modificarea bruscă a tensiunii de comandă de la + 60V la − 60V.

rării de comandă [4], întreg sistemul devine instabil. De menționat că în această situație, în funcție de momentele de inerție în joc, exis-

tenţa motorului poate modifica domeniul de instabilitate al autodinei, aspect ce va constitui obiectul unei lucrări viitoare.

Concluzii

— Studiul analitic privind funcţionarea dinamică a unei autodine regulatoare de tensiune avînd ca sarcină un motor de c.c. cu excitaţie independentă a condus la concluzia că stabilitatea statică a sistemului autodină-motor este determinată de autodină.

— Verificarea experimentală a confirmat faptul că autodina este cea care dictează stabilitatea sistemului şi în plus că concluziile valabile pentru stabilitatea „în mic" pot fi extinse şi pentru stabilitatea „în mare" în cazul perturbării tensiunii de comandă.

ANEXĂ

1) Conform principiului curenţilor de compensare pe care se bazează funcţionarea autodinei [1], efectele curentului de comandă ΔI_{cd} şi curentului său de compensare ΔI_{1d} trebuie să se echilibreze în înfăşurarea rotorică. Astfel, pe partea de c.a., unde acţionează fundamentalele fluxurilor, t.e.m. şi căderile de tensiune produse de cei doi curenţi în fazele rotorice se vor anula:

$$k_3 k_e \Omega_s \Delta I_{cd} - k_1 k_e \Omega_s \Delta I_{1d} + X_f \Delta I_{1d} = 0. \quad (A-1)$$

În schimb pe partea de c.c., datorită distribuţiei diferite a t.m.m. (dreptunghiulară pentru înfăşurarea statorică de comandă şi sinusoidală pentru înfăşurarea unei faze) şi existenţei polilor divizaţi armonicile superioare sînt importante. Astfel, în acest caz:

$$K_3 K_e \Omega_s \Delta I_{cd} - K_1 K_e \Omega_s \Delta I_{1d} + X_2 \Delta I_{1d} \neq 0.$$

Ţinînd cont de relaţia (A—1) termenii de mai sus se mai pot scrie:

$$K_3 K_e \Omega_s I_{cd} - k_3 k_e \Omega_s \frac{K_1 K_e \Omega_s + X_2}{k_1 k_e \Omega_s + X_f} \Delta I_{cd}$$

şi dacă se neglijează X_f şi X_2 în comparaţie cu ceilalţi termeni:

$$K_3 K_e \Omega_s \Delta I_{cd} - K_1 K_e \Omega_s \Delta I_{1d} + X_2 \Delta I_{1d} =$$

$$= K_e \Omega_s \frac{k_1 K_3 - K_1 k_3}{k_1} \Delta I_{cd}. \quad (A-2)$$

2) Ţinînd cont de (1) şi (4) termenii

$$- k_1 k_e I_{\mu d} \Delta\Omega + w_f \frac{d}{dt} (\Delta\Phi_{1q})$$

se mai pot scrie

$$- \sqrt{2} \frac{p}{\sqrt{2}} w_f \Phi_{1d} \frac{1}{p} \frac{d(\Delta\beta)}{dt} + w_f \Phi_1 \cos\beta \frac{d(\Delta\beta)}{dt} = 0.$$

Dacă se ţine cont şi de efectul fluxului de dispersie $\Delta\Phi\sigma_{1q}$ prin coeficientul de dispersie σ_f, cu o bună aproximaţie se poate scrie:

$$- k_1 k_e I_{\mu d} \Delta\Omega + w_f \frac{d}{dt} (\Delta\Phi_{1q} + \Delta\Phi\sigma_{1q}) = - k_1 k_e I_{\mu d} \Delta\Omega +$$

$$+ w_f \sigma_f \frac{d}{dt} (\Delta\Phi_{1q}) \approx 0 \quad (A-3)$$

Pe partea de c.c. ţinînd cont de (A—3), termenii corespunzători se pot scrie:

$$- K_1 K_e I_{\mu d} \Delta\Omega + w_a \sigma_a \frac{d}{dt} (\Delta\Phi_q) = - \frac{K_1}{k_1} \left[\frac{K_e}{k_e} w_f \sigma_f - \right.$$

$$\left. - w_a \sigma_a \right] \Phi_1 \cos\beta \cdot \frac{d}{dt} (\Delta\beta) \quad (A-4)$$

unde σ_a ţine cont de fluxul de dispersie pe partea de c.c.

3) În regim staţionar armonicile fundamentale ale t.m.m. produse de c.c. de sarcină şi c.a. de compensare se echilibrează exact, armonicile superioare fiind suprimate cu ajutorul înfăşurării de forţare. Datorită constantei de timp mici a acesteia, cu o bună aproximaţie, se poate considera că şi în regim tranzitoriu se realizează acest lucru. Astfel, t.e.m. pe partea de c.a.:

$$w_f \frac{d}{dt} (\Delta\Phi_{1IK} - \Delta\Phi_{1I}) + w_f \frac{d}{dt} (\Delta\Phi\sigma_{1IK} - \Delta\Phi\sigma_{1I}) \approx 0 \quad (A-5)$$

precum şi pe a partea de c.c.

$$w_a \frac{d}{dt} (\Delta\Phi_{IK} - \Delta\Phi_I) + w_a \frac{d}{dt} (\Delta\Phi\sigma_{IK} - \Delta\Phi\sigma_I) \approx 0. \quad (A-6)$$

4) Conform principiului conservării şi în regim dinamic, în cazul considerat, se poate spune că puterile interioare se echilibrează:

$$- 3E_1 \Delta I_{1K} \cos\beta + E\Delta I \cos\beta \approx 0 \quad (A-7)$$

5) Datorită faptului că cei doi curenţi — de sarcină ΔI şi de compensare ΔI_{1K} — circulă în sensuri contrarii, căderea activă de tensiune produsă de aceştia este foarte mică şi se poate neglija. De asemenea, se poate neglija şi căderea de tensiune activă produsă de curentul reactiv în comparaţie cu căderea de tensiune reactivă.

Bibliografie

[1] *Benedikt, O.* Die neue elektrische Maschine „Autodyne". Budapest, 1957 şi Moskva-Leningrad, 1961 (l. rusă).

[2] *Benedikt, O.* Über die Regelgenauigkeit der Autodyne. În: E. und M. **78**, nr. 6, 1961, p. 237.

[3] *Huţanu, C.* Încercările experimentale ale unei autodine. În: Electrotehnica 17, nr. 10, 1969, p. 373.

[4] *Huţanu, C.* Asupra comportării dinamice a autodinelor regulatoare de tensiune funcţionînd în gol. Comunicare prezentată la a IX-a sesiune ştiinţifică a Institutului politehnic din Iaşi 2—4 iulie 1970.

[5] *Richter, R.* Maşini electrice, vol. **II**. Bucureşti, Editura tehnică, 1959.

[6] *Sand, M.* Maşini electrice speciale, vol. I. Bucureşti Editura didactică şi pedagogică, 1963.

Intrat în redacţie la 14. VI. 1971

Evoluţia magneţilor permanenţi din compuşii pământurilor rare

SUREN CEDIGHIAN* — Bucureşti

CZ 621.318.21.546.65

Într-o lucrare anterioară [1] s-a arătat importanţa magneţilor permanenţi din compuşii pământurilor rare şi s-au indicat caracteristicile magnetice obţinute atît pentru magneţii turnaţi cît şi cei presaţi din pulberile aliajelor respective. Reamintim că aceste aliaje îndeplinesc condiţiile esenţiale pentru apariţia feromagnetismului ca : electroni necompensaţi şi distanţă interatomică favorabilă, iar structura hexagonală şi cîmpul de anizotropie cristalină mare (cel mai mare cunoscut pînă astăzi) asigură realizarea magneţilor permanenţi cu energii remarcabile.

Într-un timp relativ foarte scurt de la realizarea magneţilor permanenţi din compuşii pământurilor rare, s-au înregistrat progrese însemnate atît la magneţii turnaţi cît şi la cei sinterizaţi obţinuţi prin metalurgia pulberilor, căutînd simplificarea tehnologiei de elaborare şi reducerea preţului de cost, care constituie principalul dezavantaj al produsului. Cercetările au dus la rezultate favorabile atît la magneţii turnaţi cît şi la cei sinterizaţi, prin înlocuirea parţială a samariului cu mischmetal.

Merită să fie menţionat că rezultatele pozitive obţinute nu au afectat energia magnetică, care a putut fi menţinută la magneţii sinterizaţi şi depăşită chiar la magneţii turnaţi, ceea ce înseamnă un progres real.

Magneţi turnaţi

Pentru realizarea magneţilor turnaţi cobaltul este înlocuit parţial cu cupru şi fier, deci în locul formulei $SmCo_5$ vom avea COFeCuCeSm, într-o proporţie care asigură caracteristici magnetice optime. Adaosul de cupru şi fier micşorează fragilitatea aliajului; cuprul măreşte în plus cîmpul coercitiv, iar fierul favorizează inducţia de saturaţie.

Energiile magnetice obţinute în condiţii optime, cu aliaje fără mischmetal erau de aproape 80 mWs/cm³ (10 MGsOe), iar prin înlocuirea parţială a samariului cu mischmetal s-au putut obţine energii maxime pînă la 98 mWs/cm³ (12,3 MGsOe) în funcţie de compoziţia aliajului. Pentru aceşti magneţi inducţia remanentă este cuprinsă între 0,42 şi 0,71 T (4200... 7100 Gs), iar cîmpul coercitiv între 3 360 şi 11 700 A/cm (4 200...13 400 Oe).

Trebuie menţionat că energiile magnetice realizate depind foarte mult şi de tratamentele termice, care trebuie conduse cu multă precizie.

În tabela 1 sînt indicate energiile magnetice în funcţie de compoziţia aliajului [2] de unde

Tabela 1

Energii magnetice la aliaje din pământuri rare cu mischmetal (înlocuire parţială a samariului)

	mWs/cm³	MGsOe
1. $CO_{2,7}$ $Fe_{0,5}$ $Cu_{1,8}$ $Ce_{0,25}$ $Sm_{0,75}$	36,8	4,6
2. $Co_{2,9}$ $Fe_{0,5}$ $Cu_{1,6}$ $Ce_{0,25}$ $Sm_{0,75}$	57,0	6,5
3. $Co_{3,1}$ $Fe_{0,5}$ $Cu_{1,4}$ $Ce_{0,25}$ $Sm_{0,75}$	66,0	8,2
4. $Co_{3,2}$ $Fe_{0,5}$ $Cu_{1,3}$ $Ce_{0,25}$ $Sm_{0,75}$	79,0	9,9
5. $Co_{3,5}$ $Fe_{0,5}$ Cu $Ce_{0,25}$ $Sm_{0,75}$	81,0	10,2
6. $Co_{3,3}$ $Fe_{0,5}$ $Cu_{1,2}Ce_{0,25}$ $Sm_{0,75}$	98,0	12,3

se poate deduce efectul micilor variaţii de dozări ale elementelor componente asupra energiilor magnetice.

În figura 1 se dau curbele de demagnetizare în funcţie de cîmpul intrinsec. După cum se constată energiile magnetice obţinute cu aliajele 5,6 şi 7 sînt superioare celei pentru aliajul Pt—Co, incomparabil mai scump decît aliajele cu pământuri rare.

Magneţi sinterizaţi

Cercetările au arătat că şi la magneţii obţinuţi prin metoda metalurgiei pulberilor, metalul pur din pământ rar poate fi parţial înlocuit prin mischmetal sub formă de Co—Pr—Sm, Co—Ca—Sm sau Co—Ce—Sm [3]. La alegerea unei compoziţii optime energiile magnetice ating 160 mWs/ m³ (20 MGsOe), adică la fel de mari ca în cazul elementului pur (samariu pur), tehnologia fiind similară cu acea a aliajului $SmCo_5$. Astfel se indică un aliaj care

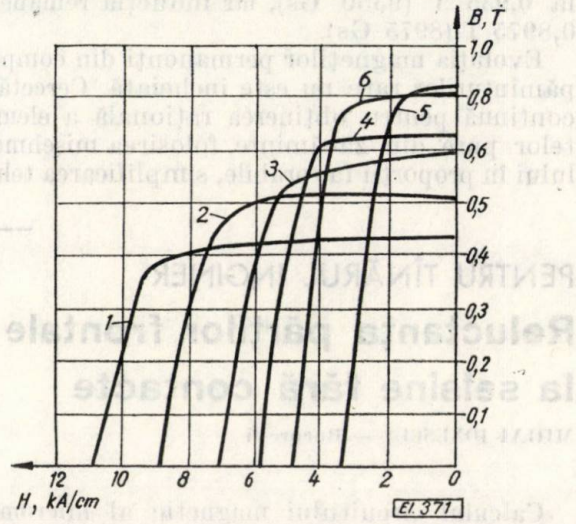


Fig. 1. Curbe de demagnetizare pentru magneţi turnaţi la care samariul a fost parţial înlocuit cu mischmetal. Curbele de demagnetizare în funcţie de cîmpul intrinsec corespund aliajelor din tabela 1.

* Dr. ing. *S. Cedighian* este cercetător principal la I.C.P.E.

conține aproximativ 66 % Co, 17 % Sm și 17 % mischmetal, care se toarnă sun formă de bare. Barele se macină în atmosferă de azot la dimensiuni de ordinul 10 μm, pulberea astfel obținută

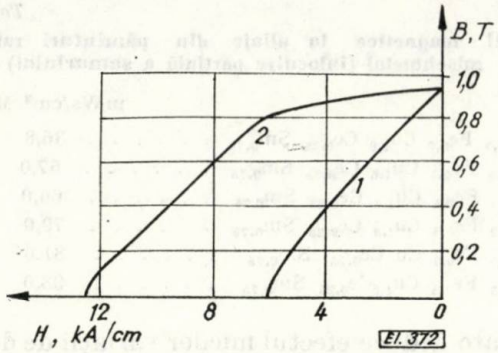


Fig. 2. Curba de demagnetizare $B(I)$ și $4\pi I$ (2) pentru magneți presați și sinterizați, la care samariul a fost parțial înlocuit cu mischmetal.

fiind comprimată sub acțiunea unui cîmp puternic și sinterizată la 1075°C timp de o oră, fiind apoi supusă unei reveniri de 15 ore la 900°C. Se obține astfel o densitate de 97 % și anizotropia realizată prin comprimarea în cîmp magnetic și menținută în continuare, atinge valori aproape de 96 %. Aceste valori sînt foarte apropiate de cele teoretice și practic posibile. În astfel de condiții optime energiile realizate ating 160 mWs/cm³ (20 MGsOe). În figura 2 se redă curba de demagnetizare B și $4\pi I$. Indicația de saturație atinge valori pînă la 0,935 T (9350 Gs), iar inducția remanentă 0,8975 T (8975 Gs).

Evoluția magneților permanenți din compușii pămînturilor rare nu este încheiată. Cercetările continuă pentru obținerea rațională a elementelor pure din zăcăminte, folosirea mischmetalului în proporții favorabile, simplificarea tehnologiei de fabricație și reducerea prețului de cost. De asemenea, se cercetează folosirea și altor pămînturi rare, care ar putea contribui la mărirea energiei magnetice. Astfel, recent s-a comunicat [4] obținerea unei energii record de 185 mWs/cm³ (23 MGsOe) cu un aliaj conținînd 6 % Co, restul Sm și Pr în părți egale. În sfîrșit trebuie menționat și faptul că magneții din compușii pămînturilor rare au intrat în producție de serie.

Concluzii

Prin înlocuirea parțială a samariului s-a obținut reducerea prețului de cost al magneților sinterizați din compușii pămînturilor rare, fără a afecta energia magnetică.

La magneții turnați această înlocuire parțială a contribuit, pe lîngă reducerea prețului de cost și la mărirea energiei magnetice cu aproximativ 20 %.

Cu un aliaj conținînd 60 % Co și Sm și Pr în părți egale, s-a putut realiza cea mai mare energie magnetică cunoscută pînă astăzi, și anume 185 mWs/cm³ (23 MGsOe).

Magneții din compușii pămînturilor rare au intrat în producție de serie.

Bibliografie

[1] *Cedighian, S.* Magneți permanenți din pămînturi rare. În: Electrotehnica, 1971, nr. 9, p. 327–332.

[2] *Nesbitt, E. A.* ș.a. Cast permanent magmets of the Co-RE-type with mixture of cerium and samarium. În: J. appl. Phys., vol. 42 nr. 4, 1971, p. 1530–1532.

[3] *Benz, M. G.* și *Martin, D. L.* Cobalt-mischmetal-samarium permanent magnet alloy. În: J. appl. Phys. vol. 42, nr. 4, 1971, p. 1534–1535.

[4] *Johnson, G.* și *Martin, D. L.* Cobalt-mischmetal-samarium permanent magnets by simplified technique. În: Cobalt, nr. 53, 1971, p. 191–196.

Intrat în redacție la 17.IV. 1972

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

Reluctanța părților frontale ale circuitului magnetic la selsine fără contacte

MIHAI IONESCU* — București

CZ 621.313.39.042

Calculul circuitului magnetic al micromașinilor electrice necesită cunoașterea exactă a repartiției cîmpului magnetic în diferitele părți ale circuitului, distincte din punct de vedere geometric și magnetic. În cazul selsinelor cu contacte acest calcul se efectuează întocmai ca la micromașinile electrice clasice datorită asemănărilor constructive existente. Spre deosebire de aceasta, la selsinele fără contacte calculul este mai complex datorită structurii geometrice particulare a circuitului magnetic, ceea ce impune adoptarea unei metode de calcul diferite, așa cum se indică în lucrarea [1] de exemplu. Pentru aceasta este necesar să se calculeze reluctanțele diverselor porțiuni ale circuitului magnetic.

În cele ce urmează se prezintă o metodă exactă de calcul a reluctanței inelelor frontale 4, pentru o construcție clasică de selsin fără contacte (fig. 1).

Așa cum se constată din figura 2, liniile de cîmp străbat inelele frontale în principal

* Ing. *M. Ionescu* este șef de lucrări la catedra de mașini electrice I din Institutul Politehnic „Gh. Gheorghiu Dej"-București.

în sens radial, studiul cîmpului reducîndu-se din motive de simetrie numai la cîmpul din sectorul cu deschiderea unghiulară 2β. Vom presupune materialul feromagnetic al inelului,

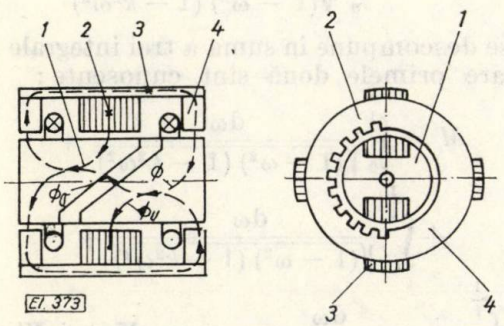


Fig. 1

liniar, omogen și izotrop, iar grosimea acestuia suficient de redusă pentru a putea considera cîmpul plan paralel.

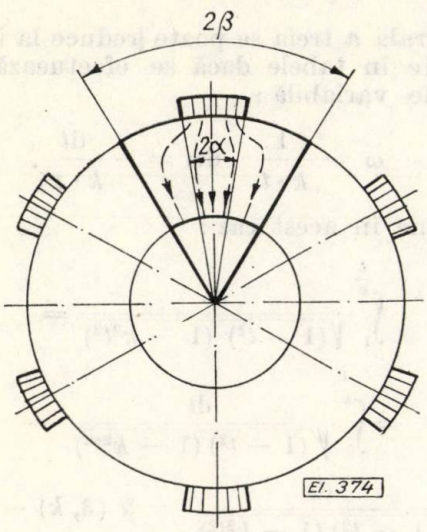


Fig. 2

În aceste condiții cîmpul magnetic din interiorul inelului va satisface ecuația lui Laplace bidimensională și se poate calcula pe baza unui model electrostatic corespunzător. În acest scop vom adopta ca model de calcul cîmpul electrostatic plan paralel corespunzător domeniului din figura 3, în care avem două armături cilindrice la potențiale diferite și care alcătuiesc o parte din conturul domeniului, restul fiind din motive evidente alcătuit din linii de cîmp, așa cum se arată pe figură. Condițiile la limită fiind astfel precizate, cîmpul care rezultă este univoc determinat.

Metoda de calcul

Pentru a rezolva problema pusă vom folosi metoda transformărilor conforme aplicate succesiv, care are avantajul că permite obținerea unor expresii de calcul compacte. Considerînd axele de coordonate ale planului complex (z) ca în figura 3 vom alege ca primă funcție de transformare funcția:

$$W = j \cdot \ln \frac{z}{r} \tag{1}$$

Ca urmare a acestei prime transformări domeniul din figura 3 se reprezintă conform pe domeniul din figura 4, după cum se poate constata printr-un calcul elementar.

În continuare, interiorul dreptunghiului $ABm\infty nCDEA$ se reprezintă conform pe semiplanul superior, prin intermediul funcției:

$$W = C \cdot \int_0^{\omega} \frac{d\omega}{\sqrt{(1-\omega^2)(1-k^2\omega^2)}} \tag{2}$$

sau al funcției inverse:

$$\omega = \mathrm{sn}\left(\frac{W}{C}, k\right) \tag{3}$$

reprezentînd integrala eliptică de prima speță în forma normală a lui Legendre, respectiv, prima funcție eliptică a lui Jacobi (sinusul eliptic).

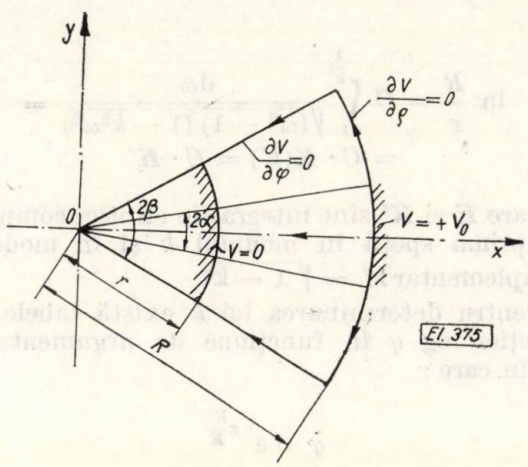


Fig. 3

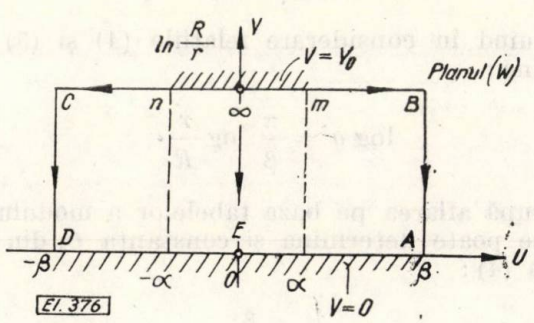


Fig. 4

După cum se știe [2] coordonatele transformatelor conforme ale vîrfurilor dreptunghiului A, B, C, D, au valorile ± 1 și $\pm \frac{1}{k}$

fiind situate pe axa reală. Punctele m, n de pe latura BC a dreptunghiului se află de asemenea pe axa reală din planul complex al

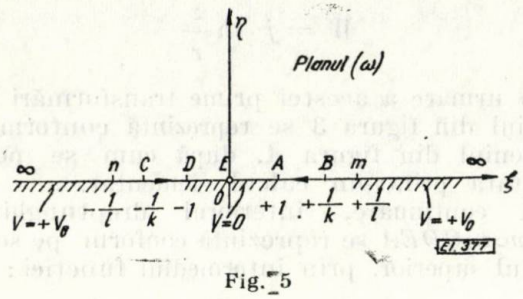


Fig. 5

variabilei ω avînd coordonatele $\pm\frac{1}{l}$. Ambele numere reale k și l sînt subunitare și legate prin relația de ordine $l < k$.

Pentru a determina constantele C și k din formulele (2) și (3) vom pune condițiile de corespondență între domenii și anume :

$$\beta = C\cdot\int_0^1 \frac{d\omega}{\sqrt{(1-\omega^2)(1-k^2\omega^2)}} = C\cdot K(k) = C\cdot K \tag{4}$$

$$\ln\frac{R}{r} = C\cdot\int_1^{\frac{1}{k}} \frac{d\omega}{\sqrt{(\omega^2-1)(1-k^2\omega^2)}} = C\cdot K(k') = C\cdot K' \tag{5}$$

în care K și K' sînt integralele eliptice complete de prima speță în modulul k și în modulul complementar $k' = \sqrt{1-k^2}$.

Pentru determinarea lui k există tabele ale funcției log q în funcțiune de argumentul γ (3) în care :

$$q = e^{-\pi\frac{K'}{K}} \tag{6}$$

$$\sin\gamma = k. \tag{7}$$

Luînd în considerare relațiile (4) și (5) se obține :

$$\log q = \frac{\pi}{\beta}\log\frac{r}{R}. \tag{8}$$

După aflarea pe baza tabelelor a modulului k, se poate determina și constanta C, din relația (4) :

$$C = \frac{\beta}{K}. \tag{9}$$

Cunoscînd valorile constantelor k și C putem determina valoarea coordonatei l care corespunde punctului m pe axa reală din planul ω (fig. 5). Pentru aceasta se observă că poziția lui m pe latura BC a dreptunghiului este determinată de integrala următoare :

$$M = \int_0^{\frac{1}{l}} \frac{d\omega}{\sqrt{(1-\omega^2)(1-k^2\omega^2)}} \tag{10}$$

care se descompune în suma a trei integrale dintre care primele două sînt cunoscute :

$$M = \int_0^1 \frac{d\omega}{\sqrt{(1-\omega^2)(1-k^2\omega^2)}} + \int_1^{\frac{1}{k}} \frac{d\omega}{\sqrt{(1-\omega^2)(1-k^2\omega^2)}} + \int_{\frac{1}{k}}^{\frac{1}{l}} \frac{d\omega}{\sqrt{(1-\omega^2)(1-k^2\omega^2)}} = K + j\cdot K' + \int_{\frac{1}{k}}^{\frac{1}{l}} \frac{d\omega}{\sqrt{(1-\omega^2)(1-k^2\omega^2)}}. \tag{11}$$

Integrala a treia se poate reduce la integrale existente în tabele dacă se efectuează schimbarea de variabilă :

$$\omega = \frac{1}{k\cdot t} \quad d\omega = -\frac{dt}{k\cdot t^2}. \tag{12}$$

Se obține în acest caz :

$$\int_1^{\frac{l}{k}} \frac{dt}{\sqrt{(1-t^2)(1-k^2t^2)}} = \int_0^{\frac{l}{k}} \frac{dt}{\sqrt{(1-t^2)(1-k^2t^2)}} - \int_0^1 \frac{dt}{\sqrt{(1-t^2)(1-k^2t^2)}} = \mathcal{F}(\delta, k) - K \tag{13}$$

în care $\mathcal{F}(\delta, k)$ este integrala eliptică de prima speță necompletă avînd ca argument pe :

$$\delta = \arcsin\frac{l}{k}, \tag{14}$$

Rezultă că coordonata α a punctului m din figura 4 este :

$$\alpha = C\cdot\mathcal{F}(\delta, k) = \beta\frac{\mathcal{F}(\delta, k)}{K(k)}. \tag{15}$$

Pentru determinarea lui δ avem deci ecuația :

$$\mathcal{F}(\delta, k) = \frac{\alpha}{\beta}\cdot K(k) = \frac{\alpha}{\beta}\cdot K \tag{16}$$

care se rezolvă cu ajutorul tabelelor, eventual prin interpolare. Valoarea lui l este atunci :

$$l = k\cdot\sin\delta. \tag{17}$$

Mai departe se transformă semiplanul superior din figura 5, în interiorul dreptunghiului din figura 6, cu ajutorul funcției :

$$H = \sigma + j \cdot \tau = \int_0^{\omega} \frac{d\omega}{\sqrt{(1-\omega^2)(1-l^2\omega^2)}} \quad (18)$$

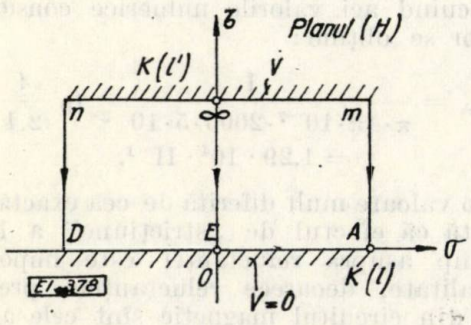


Fig. 6

în care apare tot o integrală eliptică, dar în modulul l calculat deja anterior. Coordonatele noului dreptunghi sînt trecute pe figură și anume, vîrfului m al dreptunghiului îi corespunde abscisa $\boldsymbol{K}(l)$ și ordonata $\boldsymbol{K}(l')$, ambele laturi orizontale ale domeniului fiind armături echipotențiale, iar dreptele verticale limitate între armături fiind linii de cîmp.

Capacitatea condensatorului format în acest mod este :

$$C = \varepsilon \cdot \frac{\boldsymbol{K}(l)}{\boldsymbol{K}(l')} = \varepsilon \cdot \frac{\boldsymbol{K}}{\boldsymbol{K}'} \left(\frac{F}{m}\right) \quad (19)$$

și ea este egală cu capacitatea condensatorului inițial (fig. 3) în baza unei proprietăți binecunoscute a transformării conforme.

Pe baza analogiei dintre cîmpul magnetic și cel electrostatic rezultă că reluctanța sectorului de inel studiat are expresia exactă :

$$\mathcal{R} = \frac{1}{\mu} \cdot \frac{\boldsymbol{K}(l')}{K(l)} = \frac{1}{\mu} \cdot \frac{\boldsymbol{K}'}{\boldsymbol{K}} \left(\frac{m}{H}\right) \quad (20)$$

în care $\boldsymbol{K}$ și $\boldsymbol{K}'$ sînt integralele eliptice complete de prima speță în modulele l și $l' = \sqrt{1-l^2}$.

În cadrul circuitului magnetic complet al selsinului există două inele frontale avînd fiecare în parte un număr de sectoare egal cu numărul de bare axiale (fig. 1) în paralel prin care se închide fluxul magnetic. Atunci dacă notăm cu λ numărul de bare reluctanța corespunzătoare este :

$$\mathcal{R}_{ech} = \frac{2 \cdot \mathcal{R}}{\lambda \cdot g} = \frac{2\beta}{\pi_g} \mathcal{R} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\beta}{\mu g} \cdot \frac{\boldsymbol{K}'}{\boldsymbol{K}} \quad (21)$$

în care s-a notat cu g grosimea unui inel frontal.

Aplicație numerică

În vederea organizării sistematice a calculelor, etapele intermediare de calcul sînt ordonate după succesiunea indicată în figura 7, în care s-a notat cu T intervenția în calcule a tabelelor de integrale eliptice.

Alegînd datele numerice $r = 2{,}4$ cm, $R = 4$ cm, $\alpha = 10° = \frac{\pi}{18}$ $\beta = 30° = \frac{\pi}{6}$, $\mu_r = 2000$, $g = 5$ mm, se determină mai întîi :

$$\log g = \frac{\pi}{\beta} \cdot \log \frac{r}{R} = 6 \cdot \log \frac{2{,}4}{4} = \bar{2}{,}668.$$

Din tabele rezultă : $\gamma = 46°30'$.

Modulul k este deci : $k = \sin\gamma = \sin 46°30' = 0{,}725$.

Ecuația (16) va fi în acest caz :

$$\mathcal{F}(\delta, 46°30') = \frac{\alpha}{\beta} \boldsymbol{K}(k) = \frac{1}{3} \boldsymbol{K}(46°30') = \frac{1{,}877}{3} = 0{,}626.$$

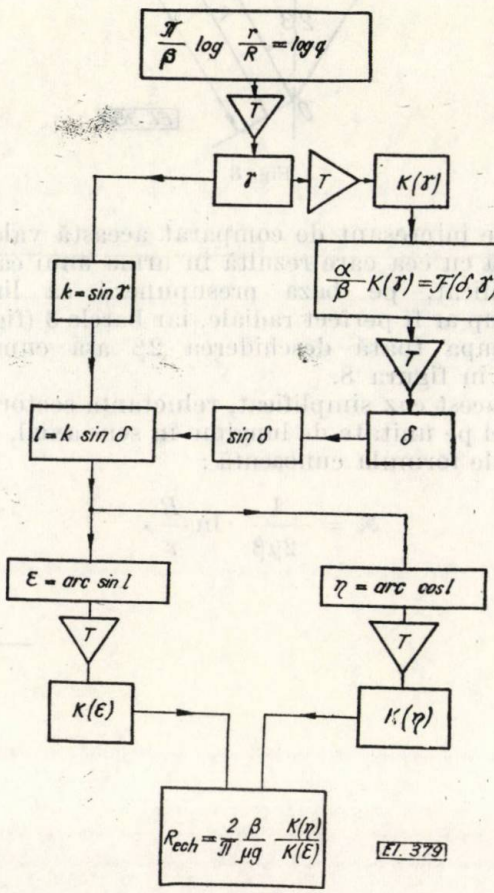


Fig. 7

Prin interpolare cu ajutorul tabelelor se găsește o valoare a lui $\delta = 34°45'$, deci $l = k \sin \delta = 0{,}725 \times 0{,}57 = 0{,}414$.

Rezultă :

$$\varepsilon = \arcsin l = 24°30' \quad \eta = \arccos l = 65°30'.$$

Pentru aceste valori rezultă după tabele valorile funcțiilor $\boldsymbol{K}$ și $\boldsymbol{K}'$ egale cu :

$$\boldsymbol{K} = 1{,}646 \quad \boldsymbol{K}' = 2{,}326$$

Reluctanța echivalentă inelelor frontale va avea valoarea:

$$\mathcal{R}_{ech} = \frac{2}{\pi} \frac{\pi}{6 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 2000 \cdot 5 \cdot 10^{-3}} \cdot \frac{2{,}326}{1{,}646} = 3{,}75 \cdot 10^4 H^{-1},$$

corespunzătoare formulei (21).

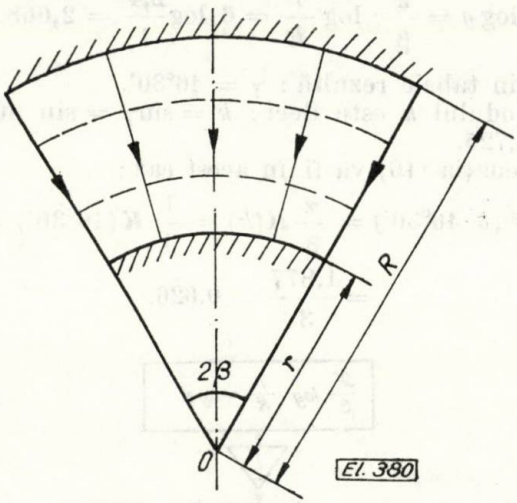


Fig. 8

Este interesant de comparat această valoare exactă cu cea care rezultă în urma unui calcul simplificat, pe baza presupunerii că liniile de cîmp ar fi perfect radiale, iar barele 3 (fig. 1) ar ocupa toată deschiderea 2β așa cum se arată în figura 8.

În acest caz simplificat, reluctanța sectorului de inel pe unitate de lungime în sens axial, este dată de formula cunoscută:

$$\mathcal{R} = \frac{1}{2\mu\beta} \cdot \ln \frac{R}{r}.$$

Reluctanța echivalentă a celor două inele, din circuitul magnetic complet al selsinului, va fi dată de formula:

$$\mathcal{R}_{ech} = \frac{2\mathcal{R}}{\lambda \cdot g} = \frac{2\beta}{\pi g} \mathcal{R} = \frac{1}{\pi\mu g} \ln \frac{R}{r}.$$

Înlocuind aci valorile numerice considerate anterior se obține:

$$\mathcal{R}_{ech} = \frac{1}{\pi \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 2000 \cdot 5 \cdot 10^{-3}} \ln \frac{4}{2{,}4} = 1{,}29 \cdot 10^4 \cdot \mathrm{H}^{-1},$$

adică o valoare mult diferită de cea exactă, ceea ce arată că efectul de „strictiune" a liniilor de cîmp asupra reluctanței este important. În realitate, deoarece reluctanțele predominante din circuitul magnetic sînt cele ale întrefierurilor, avînd valori de mii de ori mai mari decît ale părților feromagnetice, se înțelege că acest efect își pierde din importanță.

În concluzie, metoda de calcul expusă în prezenta lucrare permite obținerea unei formule de calcul exacte și simple a reluctanței inelelor frontale din circuitul magnetic al selsinului fără contacte, făcînd însă apel la tabelele de funcții speciale.

Bibliografie

[1] *Ștefănescu, N.* Selsine. București, Editura tehnică, Colecția Automatica — II, 1967.

[2] *Fuchs, B. A.* și *Șabat, B. V.* Funcții complexnogo peremennogo i nekotorîe ih prilojeniia. Ediția a 3-a. Moskwa Izdatelstvo Nauka, 1964.

[3] *Ianke, E., Emde, F.* și *Lösch, F.* Tafeln höherer Funktionen (Ediția a 6-a) Stuttgart, 1960.

[4] *Ahiezer, N. I.* Elementi teorii elipticeskih funcții. (Ediția a 2-a) Moskwa, Izdatelstvo Nauka, 1970.

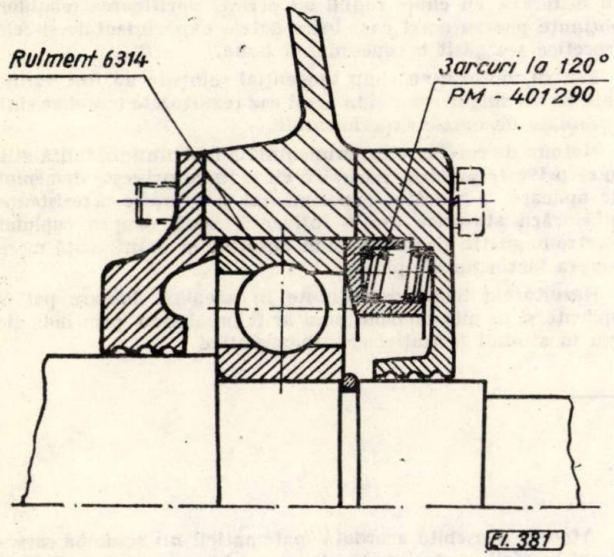
Intrat în redacție la 18. IV. 1972

REALIZĂRI ÎN INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

Motoare pentru servicii auxiliare în centrale

Odată cu asimilarea în R.S.R. a turbogeneratoarelor de 50÷330 MW, s-a pus desigur problema integrării fabricației, prin producerea și a motoarelor destinate serviciilor auxiliare din respectivele centrale.

Prin obligația ce o au de a rămîne în funcțiune chiar în caz de avarie a centralei, cu dispariția tensiunii la bare și



alimentarea pe un grup de intervenție, motoarele auxiliare trebuie să corespundă unor condiții speciale date în continuare legate în general de aceste posibilități de alimentare.

1. Motoarele trebuie să debiteze puterea nominală la regim continuu (deoarece durata avariei nu poate fi prevăzută) chiar atunci cînd tensiunea la borne scade la 0,85 U_n, respectiv crește la 1,05 U_n. Suplimentar pe o durată ce se limitează la 30 minute, după stabilizarea temperaturii în regim nominal, ele trebuie să poată funcționa la 1,1 U_n fără depășirea încălzirii admise.

2. Momentul de pornire trebuie să fie foarte mare, pentru a asigura pornirea motorului la plină sarcină chiar la tensiunea 0,85 U_n, la un curent de pornire normal.

3. Tensiunea de desprindere trebuie să fie sub 0,7 U_n, pentru a avea certitudinea că în funcționare chiar dacă tensiunea va scădea sub 0,85 U_n (de exemplu în caz de șocuri de curent la pornirea altor motoare pe o rețea slabă) motorul nu va fi scos din funcțiune.

4. Pentru a face față unei eventuale blocări a mașinii antrenate, motorul trebuie să suporte un regim de cel puțin 10 secunde cu rotorul blocat, fără a depăși încălzirea limită, deoarece automatele se reglează pe un timp de acest ordin de mărime, existînd interesul ca mașinile să fie menținute în funcțiune pe cît posibil.

5. În fine, construcția mecanică trebuie să fie suficient de robustă, în special în privința rulmenților, recomandările fiind de a se folosi în calcul o durată teoretică de funcționare de 100 000 ore în loc de 20—30 000 ore pentru mașinile normale din același gabarit. În caz că prin felul montajului motorul este supus la vibrații anormale (montaj pe batiul turbinei de exemplu), se prescrie o lăgăruire antivibratorie ca în figura alăturată.

Pentru realizarea produselor respective Uzina de Mașini Electrice-București a folosit de altfel ca și alte firme străine, metoda derivării lor dintr-un motor mai puternic al seriei de motoare standard, scăzînd puterea motorului normal cu circa 20% și folosind această diferență, printr-un bobinaj adecvat pentru a reduce încălzirile și curentul de pornire, cu asigurarea momentului respectiv. În orice caz, siguranța de exploatare impunea ridicarea clasei de izolație din *E* în cel puțin *B*, lucru care a favorizat și condițiile de încălzire.

În acest fel s-au produs două tipuri de motoare:

— motor pentru antrenarea virorului turbinei, tip ASIm 225 M 65—4, de 30(37) kW la 1500 rot/min, construcție orizontală pe tălpi, forma S3;

— motor pentru antrenarea pompei de ulei de pornire joasă presiune, tip ASIm 280 S 75—4, de 63(75) kW la 1500 rot/min, construcție verticală flanșată, forma VF5.

Ambele mașini au corespuns integral probelor și condițiilor impuse, constituind în același timp mașini de nivel tehnic internațional: greutățile lor specifice sînt de 12,1, respectiv 9,95 kg/kW față de 13,7, respectiv 12,7 kg/kW cît au mașinile similare ale unor firme străine de renume, la aceleași performanțe electrice.

Ing. *Alex. Berberianu* — U.M.E.B.

TEZE DE DOCTORAT

Galan Nicolae: **Contribuții la teoria și proiectarea motoarelor de curent alternativ cu armături.** Conducător științific — Prof. Alexandru Fransua.

Pentru studiul cîmpului electromagnetic în mașinile electrice s-a considerat un model idealizat, care generalizează modelele cunoscute pînă în prezent.

Noul model idealizat include anizotropia de material, fenomenul de histerezis, curenții turbionari ai armăturii rotorice și printr-un calcul iterativ permite evaluarea saturației sistemului magnetic al mașinii electrice.

S-a stabilit ecuația diferențială a potențialului magnetic vector în cazul cîmpului magnetic plan-paralel pentru medii conductoare anizotrope. În sistemul de coordonate cilindric potențialul magnetic vector are componentă numai după axa OZ.

Folosind metoda separării variabilelor în sistemul de coordonate cilindric, care este solidar cu rotorul, s-a găsit expresia generală a potențialului magnetic vector pentru o zonă oarecare. Constantele de integrare s-au determinat punînd condițiile de trecere pe suprafețele de separație a zonelor. Această soluție s-a pus sub forma matriceală, formă care prezintă avantaje în studii cu caracter general.

Cunoscînd potențialul magnetic vector s-a determinat cuplul electromagnetic, puterea transmisă rotorului și fluxul magnetic printr-o înfășurare oarecare. S-a scos în evidență faptul că componenta axială a potențialului magnetic vector caracterizează complet funcționarea mașinii electrice cu cîmp magnetic plan-paralel. Acest fapt permite construirea unei teorii a mașinilor electrice, considerînd că există o funcție de timp și de coordonatele spațiale, care caracterizează complet funcționarea mașinii electrice. Această funcție satisface ecuația diferențială cunoscută și derivatele sale de primul ordin satisfac condițiile de trecere pe suprafețele de separație a zonelor în care este împărțită mașina.

Relațiile găsite au fost aplicate la cîteva cazuri particulare pentru a scoate în evidență utilitatea studiului cîmpului magnetic pe modelul general considerat.

Pentru modelul idealizat clasic format din două armături de permeabilitate magnetică infinită și un conductor parcurs de curent electric, dispus în întrefier, s-a demonstrat riguros variația liniară a inducției magnetice în întrefier în raport

cu coordonata unghiulară şi de asemenea s-a calculat valoarea tensiunilor magnetice în stator şi în rotor. Pentru acelaşi model prevăzut cu înfăşurări de curent alternativ s-a explicat riguros transferul de putere către armătura indusă, arătîndu-se inconsecvenţele teoriei clasice.

Pentru o maşină electrică cu înfăşurare trifazată s-a stabilit corelaţia între potenţialul nagnetic vector şi curentul reprezentativ din teoria modernă a maşinilor electrice.

S-a demonstrat că trecerea dintr-un sistem de referinţă în alt sistem de referinţă se face după aceiaşi lege atît pentru potenţialul magnetic vector cît şi pentru curentul reprezentativ.

Aplicînd relaţiile generale la motorul cu rotor masiv anizotrop asincron s-a arătat care este influenţa anizotropiei asupra cuplului electromagnetic, evidenţiindu-se posibilitatea construirii unui motor asincron cu rotor anizotrop masiv avînd caracteristici superioare motorului asincron cu rotor masiv obişnuit.

Relaţiile generale stabilite pe modelul idealizat considerat au fost aplicate la studiul motorului cu histerezis trifazat. S-au stabilit relaţiile de bază pentru motoarele limită : motor cu cîmp radial şi motor cu cîmp tangenţial. S-a arătat că se pot realiza şi alte motoare cu histerezis funcţie de proprietăţile magnetice ale bucşei.

S-au stabilit expresiile generale ale cuplului electromagnetic, curentului absorbit şi factorului de putere valabile în regim cvasistaţionar pentru orice motor cu histerezis trifazat. Particularizate aceste relaţii pentru motorul cu cîmp radial s-a ajuns la relaţii simple care scot în evidenţă influenţa grosimii zonei active (reprezentată de parametrul x), a proprietăţilor materialului cu histerezis (reprezentate de parametrul h_0), a întrefierului (reprezentat de parametrul δ''), a caracteristicilor statorului (reprezentate de parametrul Z_0). S-a studiat influenţa grosimii zonei active asupra cuplului electromagnetic, curentului absorbit şi factorului de putere. Acest studiu a permis evaluarea grosimii optime a zonei active.

Un studiu similar s-a efectuat pentru motorul cu cîmp tangenţial.

Măsurătorile efectuate pentru un număr mare de rotoare cu histerezis cu cîmp radial au permis verificarea relaţiilor obţinute pentru acest caz. Între datele experimentale şi cele teoretice s-a găsit o concordanţă bună.

Pentru motorul cu cîmp tangenţial relaţiile au fost verificate pe un singur rotor şi în acest caz rezultatele teoretice sînt apropiate de datele experimentale.

Metoda de cercetare experimentală a fost îmbunătăţită atît în ce priveşte precizia măsurării cît şi în ce priveşte domeniul de aplicare. S-a arătat experimental şi teoretic că rezistenţa înfăşurării statorice are o influenţă mică asupra cuplului electromagnetic şi a curentului absorbit şi o influenţă mare asupra factorului de putere.

Rezultatele teoretice obţinute în această lucrare pot fi aplicate şi în alte domenii cum ar fi încălzirea prin inducţie sau în studiul levitaţiei electromagnetice.

RECENZII

CZ 621. 3(021)

AEG—Hilfsbuch 1 **Grundlagen der Elektrotechnik.** (Manual ajutător AEG 1. Bazele electrotehnicii). Berlin, Editura Elitera, 1972, 564 p., 336 fig., 334 tabele.

Concernul german AEG a publicat în anul 1921 un manual ajutător pentru electrotehnică. Răspunzînd solicitărilor, în anii următori, acest manual a fost retipărit în ediţii succesive. Ultima ediţie, a zecea, a apărut în anul 1967.

În ultimele cinci decenii, manualul ajutător AEG s-a bucurat de o largă răspîndire. S-a apreciat în mod deosebit preocuparea autorilor de a îmbogăţi şi ameliora conţinutul. Preocupare permanentă, demonstrată convingător de fiecare ediţie — mai amplă, mai instructivă, deci mai utilă decît precedenta. Ultima ediţia nu a neglijat această preocupare, însă dimensiunile manualului au impus o cotitură inevitabilă. Volumul important al completărilor i-a determinat pe autori să le facă loc într-o broşură separată, publicată la începutul acestui an, şi denumită aşa cum se arată în titlul acestei recenzii. Nu este vorba de o ediţie nouă — a unsprezecea — ci de un manual menit să-l completeze pe acela al ediţiei a zecea şi să fie folosit în paralel cu acesta din urmă. Denumirea aleasă pentru acest ultim manual ajutător AEG precizează intenţiile autorilor, Elementele şi noţiunile de bază ale electrotehnicii furnizează ideile tematice ale lucrării proaspăt apărute. De aici, indicatorul numeric adoptat („1").

Demn de relevat este spaţiul consacrat matematicii în lucrarea pe care o prezentăm. De-a lungul a 130 de pagini, sînt prezentate cunoştinţe care se ridică pînă la nivelul matematicilor superioare. Din acest punct de vedere, lucrarea este la fel de utilă în biblioteca electrotehnicianului ca şi în aceea a matematicianului interesat, exclusiv, de ştiinţa pură. O prezentare completă a materialului cuprins în acest capitol nu este posibilă. Menţionăm, informativ, cîteva titluri de subcapitole : tabele uzuale ; funcţii circulare şi hiperbolice ; serii ; calcul infinitezimal ; tabele cu integrale (fundamentale, pentru funcţii trigonometrice, hiperbolice, logaritmice, exponenţiale etc.) ; integrale speciale care nu pot fi reduse la funcţii elementare (Gauss, Fresnel, funcţii şi integrale eliptice etc.) ; ecuaţii diferenţiale ; calculul complex (metoda simbolică) pentru studiul oscilaţiilor ; transformări Laplace, Fourier ; calcul vectorial ; matrice şi determinanţi etc.

Atenţia deosebită acordată matematicii nu schimbă caracterul lucrării, a cărei destinaţie apare bine conturată. Primul capitol — intitulat „Generalităţi" — cuprinde constante generale, date informative privitoare la structura materiei, la proprietăţile fizico-chimice ale metalelor şi ale corpurilor solide uzuale. Acest material — prezent, desigur, şi în cuprinsul altor cărţi analoge — se distinge totuşi prin bogăţia datelor informative furnizate. Autorii au adăugat însă şi cîteva elemente care figurează mai rar, sau nu figurează de loc, în tematicile obişnuite : date importante în istoria electricităţii ; indicaţii privitoare la clasificarea zecimală ; indicatorii caracteristici ai principalelor substanţe şi produse chimice folosite curent în industrie şi în viaţa de toate zilele.

Capitolul următor este consacrat unităţilor. Sînt indicate şi definite unităţile fundamentale şi derivate pentru : lungime, suprafaţă, volum, unghiuri, masă, presiune, timp, lucru mecanic, putere, căldură, temperatură, electricitate, magnetism, mecanică, acustică, termodinamică, unităţi fără dimensiuni definite prin raporturi (decibeli, neperi). De notat că — în afară de unităţile standardizate, folosite în general — sînt prezentate şi unităţile speciale, de rutină, care mai sînt încă utilizate în unele ţări, precum şi simbolurile şi formele de transformare respective. Urmărirea unor texte este adesea îngreunată de apariţia unor unităţi ale căror simboluri te obligă să răscoleşti biblioteca pentru a le descifra. Indicaţiile din memoratorul pe care îl prezentăm te duc la acelaşi rezultat însă pe un drum mai scurt. Un exemplu : la tehnica iluminatului, este dat un tabel de echivalenţă pentru 7 unităţi de densitate luminoasă folosite de diverşi autori. Capitolul se încheie cu un tabel cuprinzător, şi util în care sînt înşirate mărimile uzuale cu simbolurile şi unităţile respective şi sectoarele tehnico-ştiinţifice de care sînt legate.

Electrotehnica propriu-zisă beneficiază de un amplu capitol (130 p.). Se porneşte de la cîmpuri şi circuite. Expunerea împarte cîmpurile în două categorii distincte : cu variaţie înceată (timpul necesar propagării este neglijabil în raport cu acela al variaţiei parametrilor de regim) şi cîmpuri electromagnetice cu variaţie rapidă. Este prezentat apoi, în lumina cunoştinţelor actuale, mecanismul conductei electrice : în vid, în gaze, în lichide, în corpuri solide (metale, izolanţi, semiconductori). Urmează subcapitole consacrate unor dezvoltări tematice esenţiale : teoria curentului alternativ,

circuite electrice în curentul alternativ, conducte lungi şi speciale (ghiduri de unde), dinamica circuitelor de reglaj etc.

În capitolul următor — intitulat „Instalaţii pentru folosirea energiei electrice" — autorii prezintă şi discută, de-a lungul a 100 de pagini, realizări actuale în principalele sectoare ale electrotehnicii: alimentarea cu energie electrică, maşini electrice, transformatoare, bobine de self, transductoare, aparataj de înaltă şi de joasă tensiune etc.

Tehnica măsurătorilor s-a ameliorat printr-o contribuţie masivă a electrotehnicii şi electronicii. Într-un capitol special se arată piesele esenţiale ale acestei contribuţii: instrumente şi aparate analoge, digitale, înregistratoare, oscilografe catodice, punţi de măsură, compensatoare etc.

O justificată atenţie (70 p.) se acordă materialelor şi pieselor constructive folosite în electrotehnică: conductori şi izolanţi, cabluri şi conducte (construcţie, caracteristici, greutate), cabluri pentru telecomunicaţii. Mai bine de jumătate din paginile acestui capitol sînt consacrate condensatoarelor — piesele cele mai răspîndite în radiotehnică, electronică şi chiar în electrotehnică. Urmarea firească a acestor cerinţe şi utilizări pe scară mare este diversitatea nesfîrşită a modelelor fabricate, care pun în mare încurcătură pe cel nevoit să cunoască tot ce se fabrică şi se poate utiliza în momentul de faţă. În lucrare, se arată pe larg tipurile constructive de condensatoare: cu hîrtie, cu hîrtie şi metal, electrolitice obişnuite cu aluminiu, sau speciale cu anod de tantal sinterizat şi electrolit uscat, condensatoare mici cu ceramică, cu dielectric din material plastic simplu sau cu folie metalică, cu mică etc. Se face o prezentare diferenţiată după domeniul de utilizare: în tehnica informaţională, condensatoare de putere pentru joasă şi înaltă frecvenţă, pentru cuplaje, măsurători şi protecţie la supratensiuni, pentru filtrări în redresoare, pentru deparazitări, pentru anumite motoare (pentru pornirea motoarelor de inducţie monofazate) etc. Această prezentare completă a modelelor fabricate, cu caracteristicile respective, însoţită de date generale, teoretice şi practice şi de o succintă descriere a metodelor de încercare constituite un merit deosebit al lucrării.

Ultimul capitol este consacrat principiilor şi noţiunilor de bază ale termodinamicii.

Conţinutul variat, interesant şi util, exemplele la care se recurge uneori pentru o mai bună înţelegere a textului, buna inspiraţie a autorilor de a trata problemele electrotehnicii la nivelul ridicat al matematicilor superioare — fiecare în parte şi toate la un loc fac din ultimul *AEG — Hilfsbuch 1* o lucrare valoroasă pe care electrotehnicianul o consultă oricînd cu folos, indiferent de specificul teoretic sau practic al preocupărilor sale.

Ing. *I.C. Florea*

REFERATE

CZ 538.3 *Electromagnetism. Electrodinamică*

CZ 538.3.621.762.4.00

Iacobi, S. **Procedee electrodinamice pentru trasarea pulberelor tehnice** (Neues elektrisches Verfahren zur Verdichtung technischer Pulver). În: ETZ-A, **92**, nr. 8, 1971. p. 486—488.

Procedeele de tasare ale pulberilor, folosite în prezent prezintă dezavantaje din punctul de vedere a uniformităţii tasării şi a gradului de tasare. Se prezintă un nou procedeu ce se caracterizează prin grad înalt de curăţenie şi uşurinţă de uzinaj şi care se bazează pe accelerarea electrodinamică a unui recipient ce conţine pulberea de tasat. Tasarea pulberei se datorează inerţiei diverselor particule ce constituie pulberea. Procedeul a fost încercat atît pe pulberi de oxidare (Al_2O_3, UO) cît şi metalice. Procedeul de tasare permite realizarea unor bare relativ lungi cu un raport lungime/diametru de pînă la 3, ca şi obţinerea de corpuri extraplate.

Accelerarea electrodinamică este obţinută prin descărcarea energiei electrice acumulate în condensatoare de înaltă tensiune, pe o bobină toroidală plată, prin intermediul unui ignitron. Deasupra bobinei se găseşte un inel de aluminiu în scurtcircuit ce suportă recipientul cu pulbere. Curentul din bobină induce în inel un curent de scurtcircuit şi duce la apariţia unor forţe electrodinamice ce resping inelul mobil în scurtcircuit, accelerînd puternic recipientul cu pulbere ce poate aluneca într-un tub vertical. Mişcarea este amortizată pneumatic. Cu instalaţia realizată s-au obţinut acceleraţii de 20.000 g ale unei mase de 1,15 kg. cu ajutorul unui condensator de 500μF încărcat la 5 kV. În condiţii îmbunătăţite se pot obţine acceleraţii pînă la 10^5g.

O.L.

CZ 62 *Inginerie. Tehnică şi industrie în general*

CZ 62:537.533.3:614.7:628.51

L. Altman, **Inginerii specializaţi în optica electronică opun laserele poluării aerului** (Optoelectronics engineers pit lasers against air pollution). În: Electronics, nr. 6, dec 1971, p. 64—68.

Problema determinării gradului de poluare a atmosferei, ocupă un loc însemnat în activitatea marilor laboratoare de cercetări. Soluţiile date într-o mare varietate, au căpătat deja forme industriale, singura problemă pusă încă în discuţie fiind doar aceea a costurilor. Se citează, spre exemplu că în Anglia un echipament pentru detectarea poluanţilor atmosferici este evaluată la 45 000 $, preţul fiind influenţat însă de costul laserelor, variind de la 10 000 $ la 25 000 $.

Este de aşteptat ca odată cu perfecţionările aduse în domeniul ultimelor construcţii de lasere şi al industrializării lor şi aceste preţuri să scadă. Principiul ce stă la baza noului sistem de detectare, îl constituie compararea gradului de absorbţie al fasciculului unui laser, trecut printr-un etalon cu aer curat şi acela obţinut prin transmiterea fasciculului, în mediul căruia doreşte să i se determine gradul de poluare. Se analizează diverse aplicaţii ale acestor instalaţii pentru determinarea unor factori impurificatori de tipul SO_2, NO, NO_2, CO, vaporilor de apă; gradul de precizie este înalt (pentru concentraţii de oxid de azot, spre exemplu sensibilitatea echipamentului este de 0,01 părţi/10^6), iar limita maximă de exploatare este de 4—10 mile.

Fl.T.

CZ 621.3 *Electrotehnică generală*

CZ

Turban, K.A. **Reprezentarea curenţilor şi tensiunilor periodice discontinue prin alte mijloace decît serille.** (Darstellung unstetiger periodischer Ströme und Spannungen unter Verzicht auf Reihen). În: ETZ-A, **93** nr. 2, 1971, p. 57-60.

Funcţiile periodice ce nu pot fi diferenţiate ori de cîte ori duc la serii Fourier cu un număr infinit de termeni, ceea ce adesea reprezintă un neajuns. Plecînd de la forma — dinţi de fierăstrău — pentru care există o expresie analitică compactă deosebit de simplă se arată că tensiunile şi curenţii periodici ce prezintă discontinuităţi pot fi puse sub formă compactă cu ajutorul unui număr mic de funcţii transcendente. Reprezentarea folosită este mai precisă ca cea dată de seriile Fourier în sensul că nu prezintă fenomenul Gibbs şi permite în mod simplu trecerea de la discontinuităţi la tranziţii continue. Se stabilesc, prin combinaţii de funcţii dinţi de fierăstrău, expresiile analitice compacte ale altor funcţii discontinue periodice des folosite (impuls dreptunghiular, meandru, triunghi) şi se arată cum pot fi construite funcţii ce pot prezenta interes practic. Funcţiile stabilite permit o puternică simplificare a calculelor numerice. Folosirea expresiilor compacte ale mărimilor periodice discontinue permit pe de altă parte rezolvarea ecuaţiilor diferenţiale cu derivate parţiale în care condiţiile la limită erau date sub forma unui şir cu număr infinit de termeni.

O. L.

Crepaz, S. şi Ubaldini, M. — **Influenţa parametrilor disipativi asupra conţinutului de armonici ale circuitelor redresoare.** (Influenza dei parametri dissipativi sul contenuto di armoniche dei circuiti di conversione). În: L'Elettrotecnica **58**, nr. 12, 1671, 658-665.

Se prezintă metoda de calcul şi diagramele ce permit evaluarea conţinutului de armonici ale curentului absorbit de la reţeaua de curent alternativ şi ale tensiunii continue redresate. Calculul este efectuat ţinînd seama de rezistenţa circuitului şi de căderea de tensiune în elementele redresoare, mărimi ce obişnuit sînt neglijate în evaluarea armonicilor. Corecţiile care apar faţă de valorile armonicilor calculate neglijînd elementele disipative sînt în general modeste, conţinutul de armonice fiind totdeauna inferior celui evaluat neglijînd rezistenţele circuitelor şi căderile de tensiune pe elementele redresoare. Diferenţele sînt mai marcate, după cum era de aşteptat la valorile reduse ale unghiului de control de fază, ceea ce face ca, curbele prezentate în lucrare să fie deosebit de utile în analiza armonicelor redresoarelor necontrolate sau cu control de fază redus. Ordinul armonicelor ce apar atît în curentul absorbit de la reţeaua de curent alternativ cît şi în tensiunea redresată nu este afectat de considerarea pierderilor disipative.

O. L.

CZ 621.314 *Transformatoare. Redresoare Convertizoare*

CZ 621.314.6–621.317.757.
CZ 621.316.26

Zelenov. A. B. şi Skolnikov, V.I. **Comportarea redresoarelor la comandă periodică** (Svoistva ventilnih preovrazovatelei pri periodiceskih vozdeistviiah). În: Electricestvo, nr. 3, 1971, p. 64-67.

La redresoarele cu comutaţie de la reţea, momentul de amorsare a tiristoarelor este cel mai adesea determinat prin compararea unei tensiuni în dinţi de fierăstrău sincronizate cu reţeaua, cu o tensiune continuă de comandă. În lucrare se cercetează perturbaţiile ce pot avea loc în funcţionarea redresorului dacă tensiunii continue de comandă îi este suprapusă o tensiune sinusoidală de frecvenţă f_0. Abaterea de f_0 comportarea normală este în mod puternic dependentă atît de frecvenţa f_0 cît şi de amplitudinea şi faza φ_0 a tensiunii alternative perturbatoare. Se găseşte astfel că pe lîngă armonicele $f_n = nqf$ $(n = 1,2...)$ multiplu ale numărului de pulsuri q ce apar în mod obişnuit în tensiunea de ieşire a unui redresor alimentat de la o reţea de frecvenţa f, mai apar armonice de ordin inferior, armonica cea mai joasă ce apare avînd frecvenţa f_a a tensiunii perturbatoare. De asemenea valoarea medie a tensiunii de ieşire se poate abate mult de la valoarea normală, fiind puternic dependentă de φ_0. Pentru cazul în care viteza de creştere $\frac{du}{dt}$ a tensiunii perturbatoare este de ordinul de mărime a pantei tensiunii în dinţi de fierăstrău pot avea la variaţii în salt ale tensiunii de ieşire, punctele de intersecţie între tensiunea de comandă şi tensiunea în dinţi de fierăstrău ne mai fiind stabile. Aceste fenomene pot perturba serios funcţionarea redresorului şi trebuie evitate.

O. L.

CZ 621.316 *Reţele. Redeschiderea şi închiderea circuitelor. Protecţia aparatelor şi instalaţiilor*

CZ. 621.316.26 783.632.1:621.316.57.SF.6

Körner, H. **Probleme de cuplaj în instalaţii izolate cu SF_6**—hexafluorură de sulf (Schalt-probleme in SF_6-isolierten Anlagen). În: ETZ-A, nr. 12, dec 1971, p. 709-713, 2 graf.. 6 fig.. 1 fot.

Lucrarea ne dă o vedere de ansamblu asupra cunoştinţelor actuale ale aspectelor plasmo-fizicale privind arcul format de SF_6 în întrerupătoare. Actualmente este dovedit că, în privinţa izolării şi stingerii, SF_6 şi-a asigurat rolul principal în instalaţiile capsulate de înaltă tensiune faţă de hidrogen (întrerupători cu ulei puţin) şi azot (întrerupători cu aer comprimat). Acest avantaj nu este valabil pentru instalaţiile deschise pentru 1000 kV şi mai mult, unde aerul comprimat şi uleiul îşi păstrează cererea pe piaţă. În cele ce urmează vom trata importanţa posibilităţii de stingere al SF_6 în instalaţiile complet capsulate de peste 100 kV, curent alternativ, la care toate dispozitivele folosesc trecerea curentului prin zero. La curenţi de cîţiva zeci de KA temperatura plasmei (pînă la 35 000 k), densitatea curentului în arc etc. nu se deosebesc mult de valorile construcţiilor cu aer. La valori ale curentului apropiate de zero un grafic ne arată diferenţe apreciabile ale comportării lui N resp. SF_6 în privinţa variaţiei conductibilităţii termice în funcţie de temperatură. Rezultatele acestor constatări plasmo-fizicale sînt confirmate de datele tehnice obţinute pe cale empirică în camerele de stingere cu SF_6. Într-un nou grafic este arătată superioritatea întreruptătorilor cu SF_6 faţă de cele cu aer comprimat (tensiuni şi curenţi deconectabili). Avînd în vedere agresivitatea fluorului, sînt indicate mijloacele de protecţie contra resturilor agresive: adaosuri de răşină, alegerea metalului electrozilor (care formează fluorizi metalici), uscarea cît mai perfectă a gazului etc.

Sînt descrişi şi apoi reparatorii, care pot întrerupe şi anumite sarcini : transformatori în gol, sarcini capacitive ale cablurilor, curenţi de ordinul celor nominali sau desfacerea reţelelor buclate închise, arătîndu-se în figuri şi diferite variante de construcţie. În continuare este explicat fenomenul de stingere la întrerupătorii de sarcină cu figuri reprezentînd şi aici felurite variante de construcţie, în special în legătură cu variaţia presiunii în perioada de lucru. În încheiere se dă o soluţie suplimentară pentru dezvoltarea acestor întrerupători capsulaţi şi anume utilizarea mai multor camere de stingere de fiecare pol al întrerupătorului. O fotografie ne arată un întrerupător japonez pentru tensiunea nominală de 525 kV şi o sarcină de întrerupere de ca. 45 GVA, avînd patru puncte de întrerupere de fiecare pol.

Gh. C.

CZ 621.327 *Iluminatul electric*

CZ 621.327.5–987.611.327.53

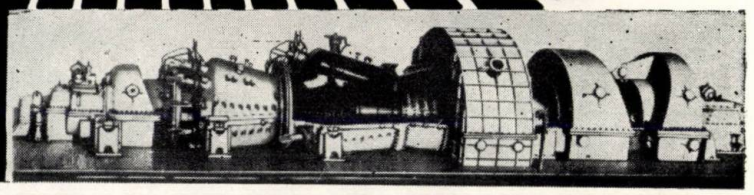
Ramest, H. **Comportarea electrică, în serviciu, a lămpilor cu vapori metalici cu halogeni şi a lămpilor cu vapori de sodiu de presiune înaltă.** (Das elektrische Betriebsverhalten der neuen Halogenen-Metalldampflampen und Natrium-Dampflampen.) În: Lichttechnik **23**, nr. 9, 1971, p. 497-500.

Tensiunea de amorsare necesară lămpilor cu vapori metalici de presiune înaltă este determinată de temperatura existentă în incinta de descărcare şi ca urmare de presiunea vaporilor. După declanşarea sa, o lampă odată ajunsă la temperatura de funcţionare trebuie să se răcească timp de aproximativ 10 minute pentru a putea fi reamorsată la 220 V prin intermediul unei bobine la amorsare. Tensiunea de amorsare la rece este superioară tensiunii normale a reţelei ceea ce duce la necesitatea unui dispozitiv de amorsare. S-au realizat aparate electrice ce dau impulsuri de 100 kHz sub o tensiune de pînă la 5 kV sub forma unei oscilaţii amortizate. Dacă este necesar ca lampa să poată fi amorsată la temperatură ridicată incintei ca de exemplu o reamorsare imediat după un interval de funcţionare a lămpii, se folosesc impulsuri de tensiune de 25–60 kV.

Generatoarele electrice de impulsuri intră automat în funcţiune odată anclanşarea tensiunii reţelei şi sînt declanşate cîteva perioade după amorsarea lămpii. Pentru o bună funcţionare a lămpilor pot fi admise fluctuaţii de ±5% ale tensiunii reţelei pentru dispozitive de amorsare obişnuite. În cazul în care fluctuaţiile tensiunii reţelei sînt mari poate deveni necesară o stabilizare magnetică a puterii lămpii.

O. L.

ГТ*100*750*2



ENERGOMACHEXPORT

Inovaţii în domeniul construcţiei turbinelor cu gaze

„ENERGOMACHEXPORT" livrează pentru export o nouă instalaţie de turbină cu gaze GT-100, avînd o putere excepţională : 100 000 kW într-un singur grup.

Instalaţia este prevăzută pentru a corespunde vîrfurilor şi semivîrfurilor de sarcină.

În această instalaţie sînt concentrate toate inovaţiile tehnicii mondiale în acest domeniu.

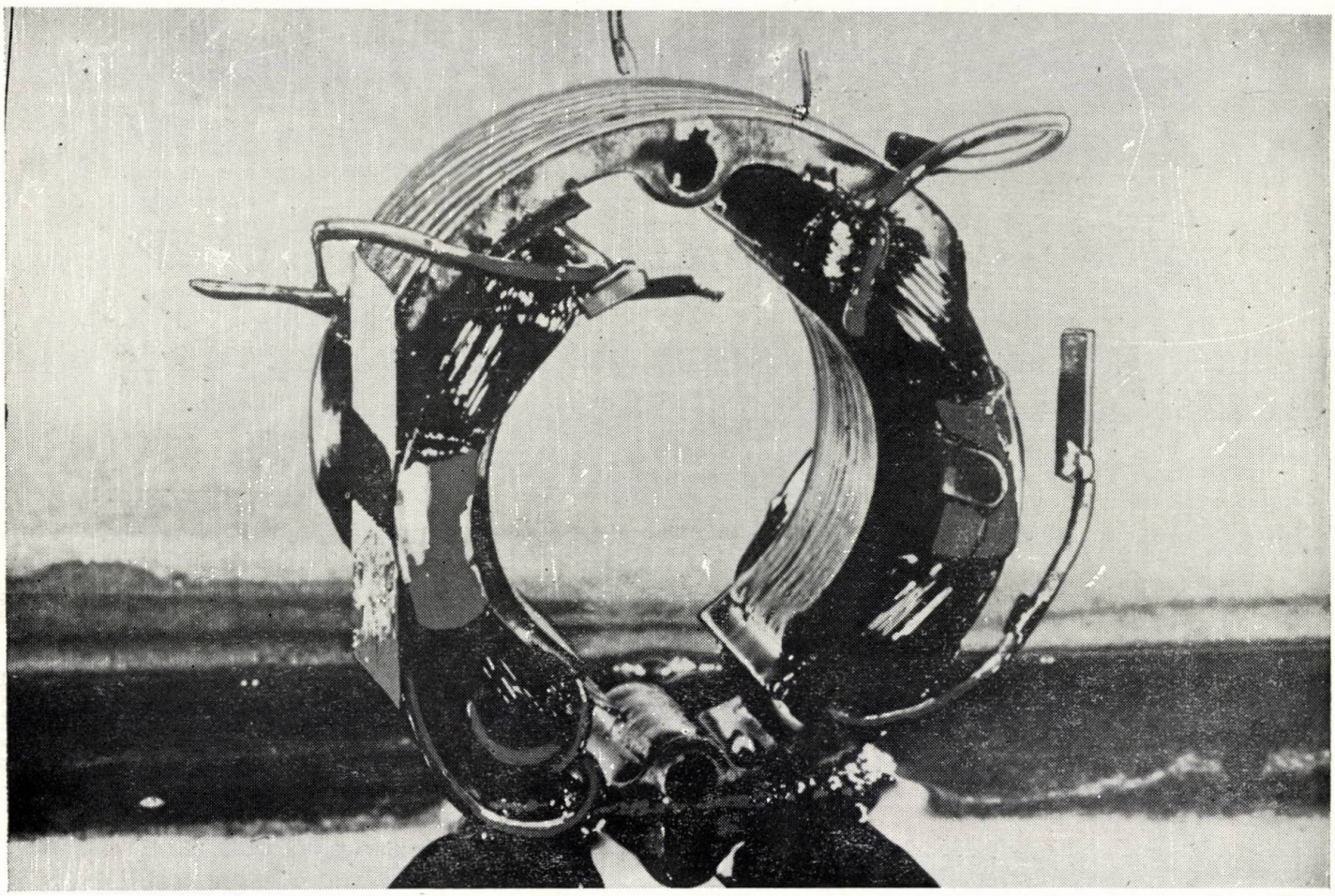
Avantajele ce le oferă sînt :

- o înlănţuire modernă a dispozitivelor, care asigură o trecere directă a gazelor şi un randament mare ;
- posibilitatea de pornire rapidă la rece ;
- o automatizare avansată ;
- o masă specifică mică ;
- camera de ardere universală, putînd utiliza combustibili de natură diferită ;
- preîncălzitor de încălzire industrială pentru utilizarea caloriilor gazelor de eşapament

Exportator : „ENERGOMACHEXPORT" str. Mosfilmovskaia, nr. 35, Moscova V-330 U.R.S.S. Telex : 255

PUBLICOM

Industria electrotehnică are multe probleme și „tesa" oferă numeroase soluții.



Benzile de lipit electroizolatoare tesa s-au verificat în fabricarea înfășurărilor pentru transformatoare ca izolație de miez și ca izolație intermediară, la lipirea straturilor de bobinaj, ca bandaje de capăt la bobine, sau la întărirea marginilor căptușelii crestăturilor. Acestea sînt doar cîteva exemple din vastul domeniu de aplicare în electrotehnică.

Vă rugăm, trimiteți cuponul alăturat și veți primi material informativ detaliat.

Cupon

Dorim să ne informăm în mod gratuit și fără a ne asuma o obligație. Vă rog să ne trimiteți:

☐ Informații amănunțite în legătură cu benzile de lipit electroizolatoare tesa

☐ Cîteva mostre de role (rugăm indicați modul de folosire)

☐ O ruletă cu bandă tesa pentru biroul meu

Firma (întreprinderea) _____

Secția _____

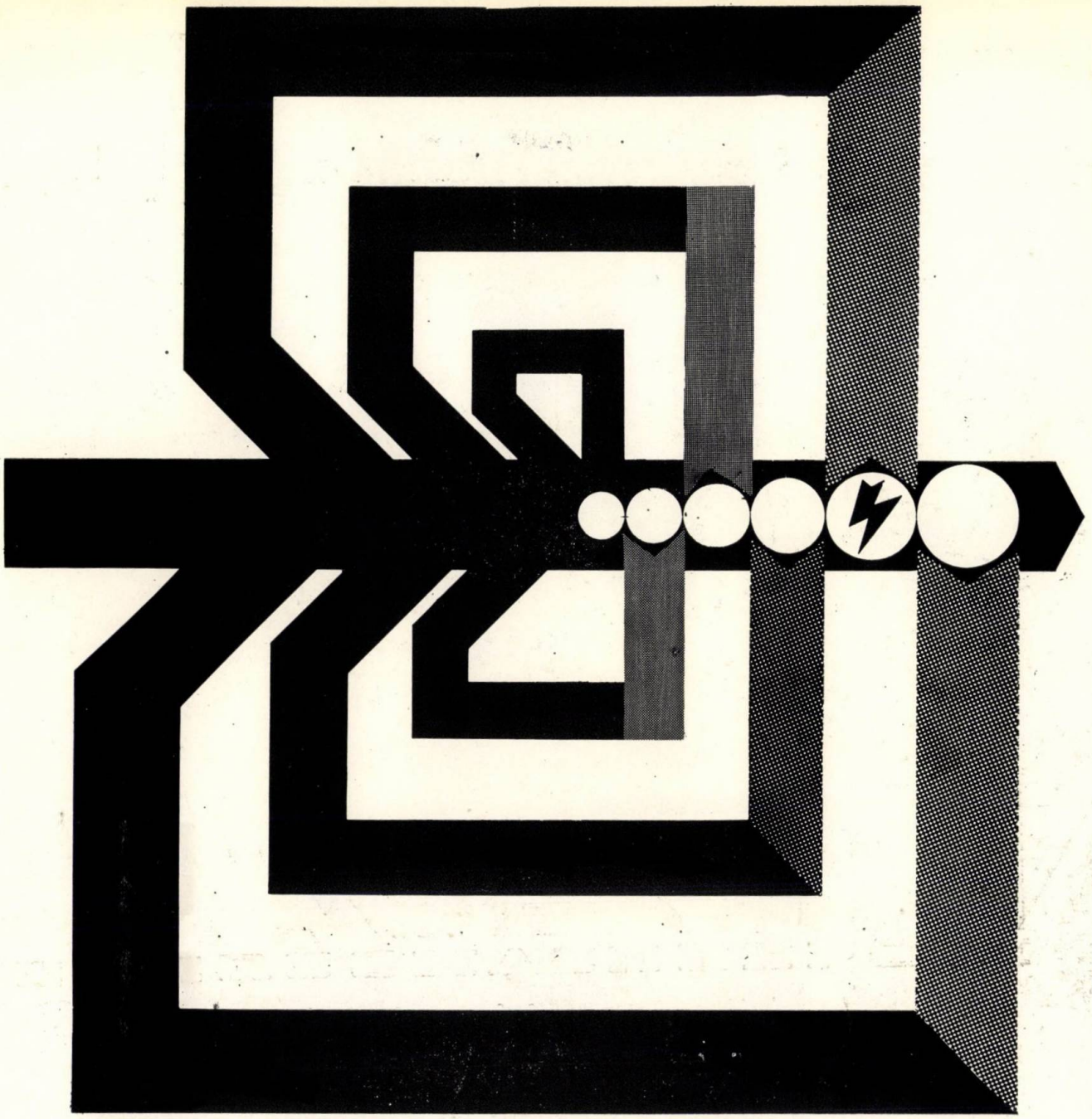
Adresa _____

Decupați cuponul, indicați cele dorite și trimiteți la adresa:

tesa

BEIERSDORF, AG, 2 Hamburg 20, Unnastrasse 48

Republica Federală a Germaniei



Electrotehnica şi electronica în actualitate

RDG

O industrie şi o agricultură avansată nu mai pot fi concepute fără instalaţii de automatizare şi dispozitive electronice. Industria electrotehnică şi electronică din Republica Democrată Germană oferă un program vast de sisteme, instalaţii şi aparate.

De mai bine de 20 de ani, întreprinderea noastră de comerţ exterior reprezintă cu succes această industrie, în cadrul comerţului internaţional.

La ediţia a II-a a Tîrgului Internaţional din Bucureşti, 1972, prezentăm în cadrul expoziţiei colective a R.D.G :

produse pentru tehnica telecomunicaţiilor şi pentru electronică
instalaţii şi aparate de automatizare
instalaţii de încălzire prin inducţie

precum şi subansambluri electronice, instalaţii de verificare de înaltă tensiune, dispozitive de semnalizare şi securitate, produse ale electroceramicii.

Vă invităm să vizitaţi standurile noastre din cadrul expoziţiei colective a Republicii Democrate Germane, pavilionul T, între 15 — 24 octombrie 1972

Informaţii se pot obţine prin:
TKB (Biroul Tehnic Comercial)
Handelspolitische Abteilung
Ambasada R.D.G. din R.S.R.
Calea Dorobanţilor 14
Bucureşti

Elektrotechnik
EXPORT-IMPORT
VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
DDR 102 BERLIN·ALEXANDERPLATZ
HAUS DER ELEKTROINDUSTRIE

PUBLICOM

INSTITUTUL DE CERCETĂRI ELECTRONICE — ICE

București, Calea Floreasca nr. 169, Sector 1, telefon 33.12.59

elaborează aparate electronice de măsurări, echipamente de electronică industrială şi radiocomunicaţii, aparate pentru medicină şi biologie etc.

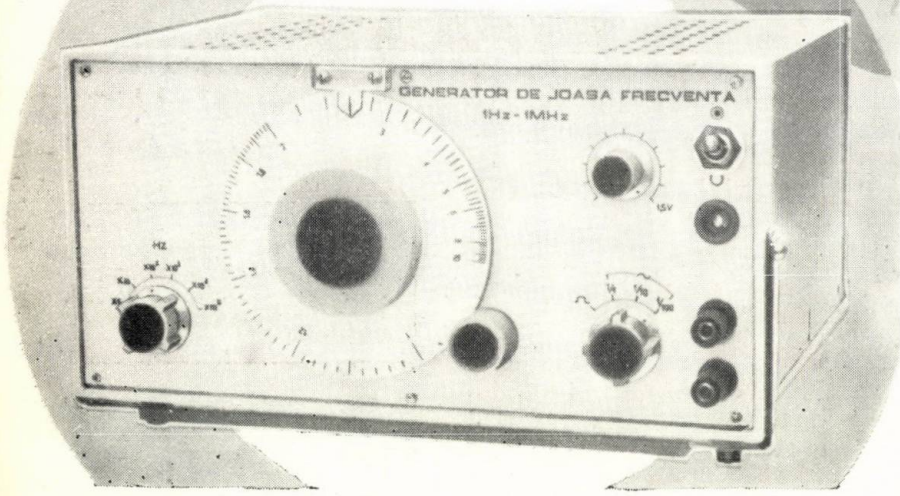
Sursă stabilizată de tensiune alternativă tip I 4202

Tensiunea reţelei: 187...242 V (50 Hz)
Tensiunea stabilizată reglabilă: 210... 230 V
Puterea maximă furnizată în sarcină: 5000 VA

ICE

Aparat pentru sudat folii de polietilenă "Sudoplast" tip D 9801

Grosimea foliilor de polietilenă: 0,1...0,5 mm
Timpul de sudură: 0,5... 5 s
Lungimea maximă a sudurii: 280 mm



Generator de joasă frecvenţă tip E 0501

Domeniul de frecvenţe: 1 Hz...1 MHz
Precizia etalonării în frecvenţă: ±5% ± 0,02 Hz
Tensiunea sinusoidală maximă în gol: 3 Vef la f=2 kHz
Tensiunea dreptunghiulară maximă în gol: 3,3 V v v

Aceste aparate se execută la Fabrica de aparate electronice de măsură şi industriale—FEMI—Bucureşti, Sector 2, Şos. Fabrica de Glucoză nr. 9—11, telefon 33.78.14

UZINA MECANICĂ DE UTILAJ CHIMIC

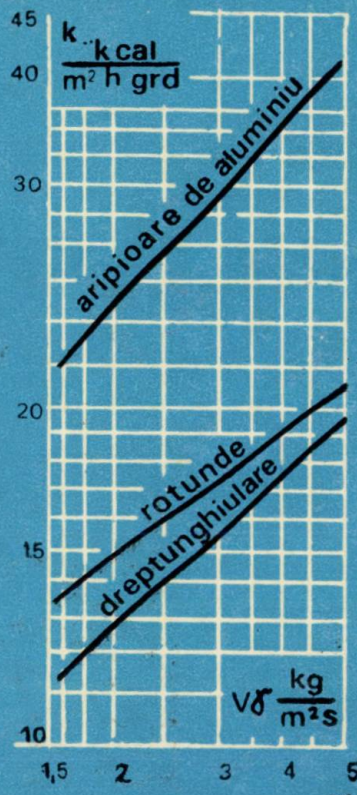
UMUC BUCUREȘTI

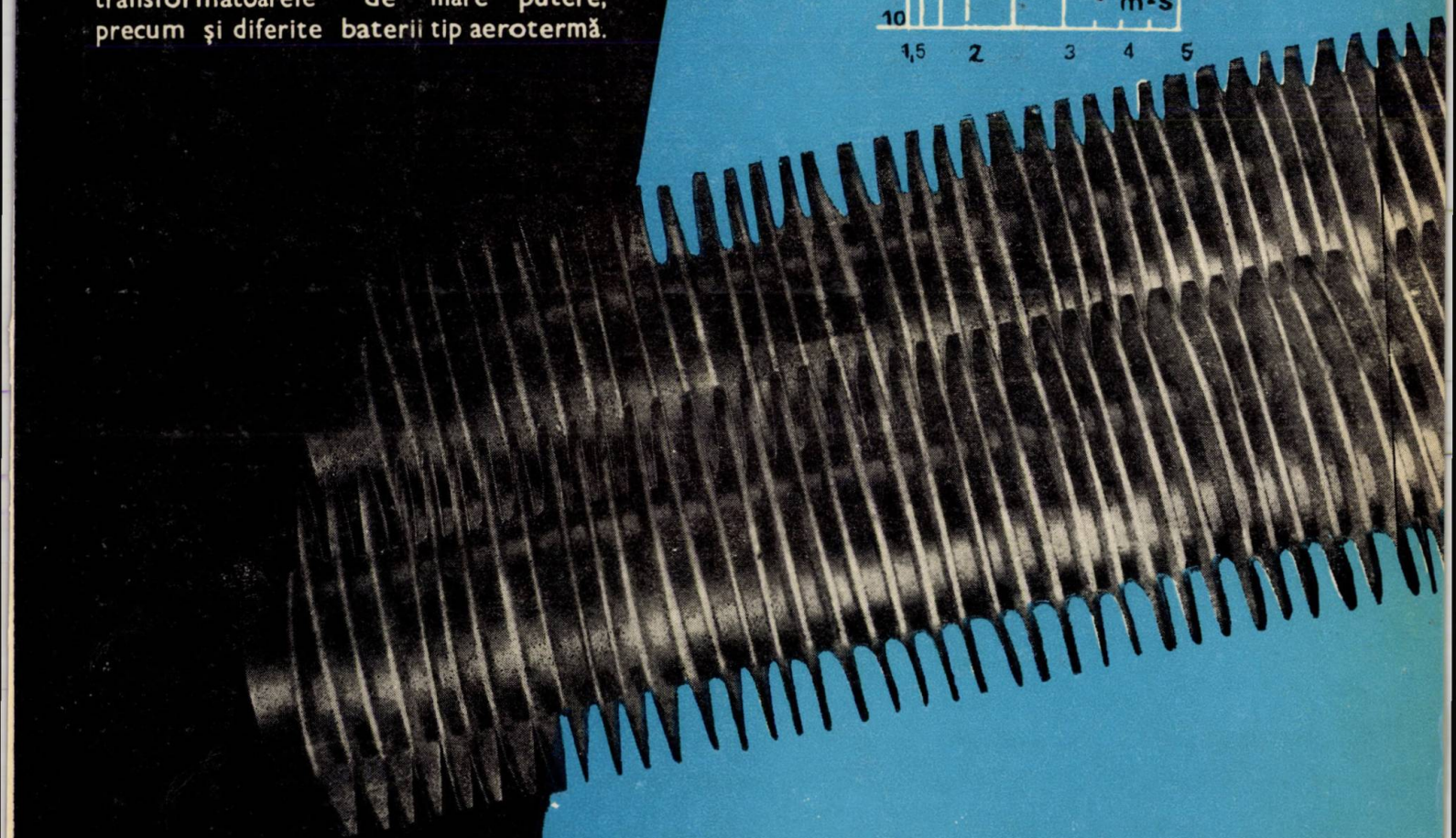
● execută țevi cu aripioare laminate din aluminiu, pe suport de țeavă oțel carbon, oțel inoxidabil, folosite pentru schimbătoare de căldură, avînd ca mediu exterior aerul.

Dimensiunile de țeavă: 1/2" 3/4" și 1" cu lungimi pînă la 6 m.

● are asimilate pînă în prezent bateriile de răcire a uleiului de la autotransformatoarele de mare putere, precum și diferite baterii tip aerotermă.

Coeficienții medii de transmisie a căldurii pentru bateriile cu aripioare din aluminiu, comparativ cu bateriile cu aripioare din oțel de formă rotundă și dreptunghiulară.

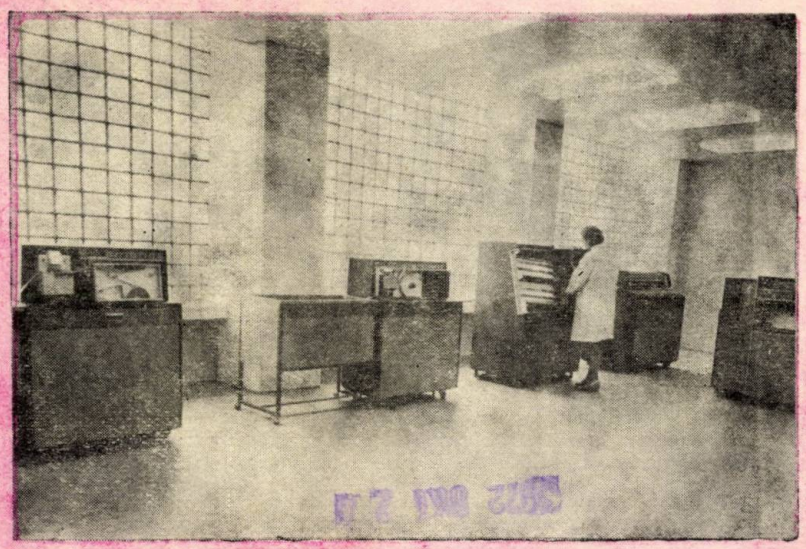




București Prelungirea Bulevardului Metalurgiei, Sectorul 5, Telefon 41.22.24, Oficiul Poștal 61, Căsuța poștală 5131

INSTITUTUL DE CERCETARE SI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICA

INSTITUT DECORAT CU ORDINUL MUNCII CLASA I-a



Intenționați desigur să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive !

Cu siguranță că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați în producție, pe care ați dori poate să le înlocuiți cu altele mai bune sau mai ieftine !

Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor dvs., doriți standuri și metode de încercări care să vă dea, în orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele !

Exportați produse. Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite ?

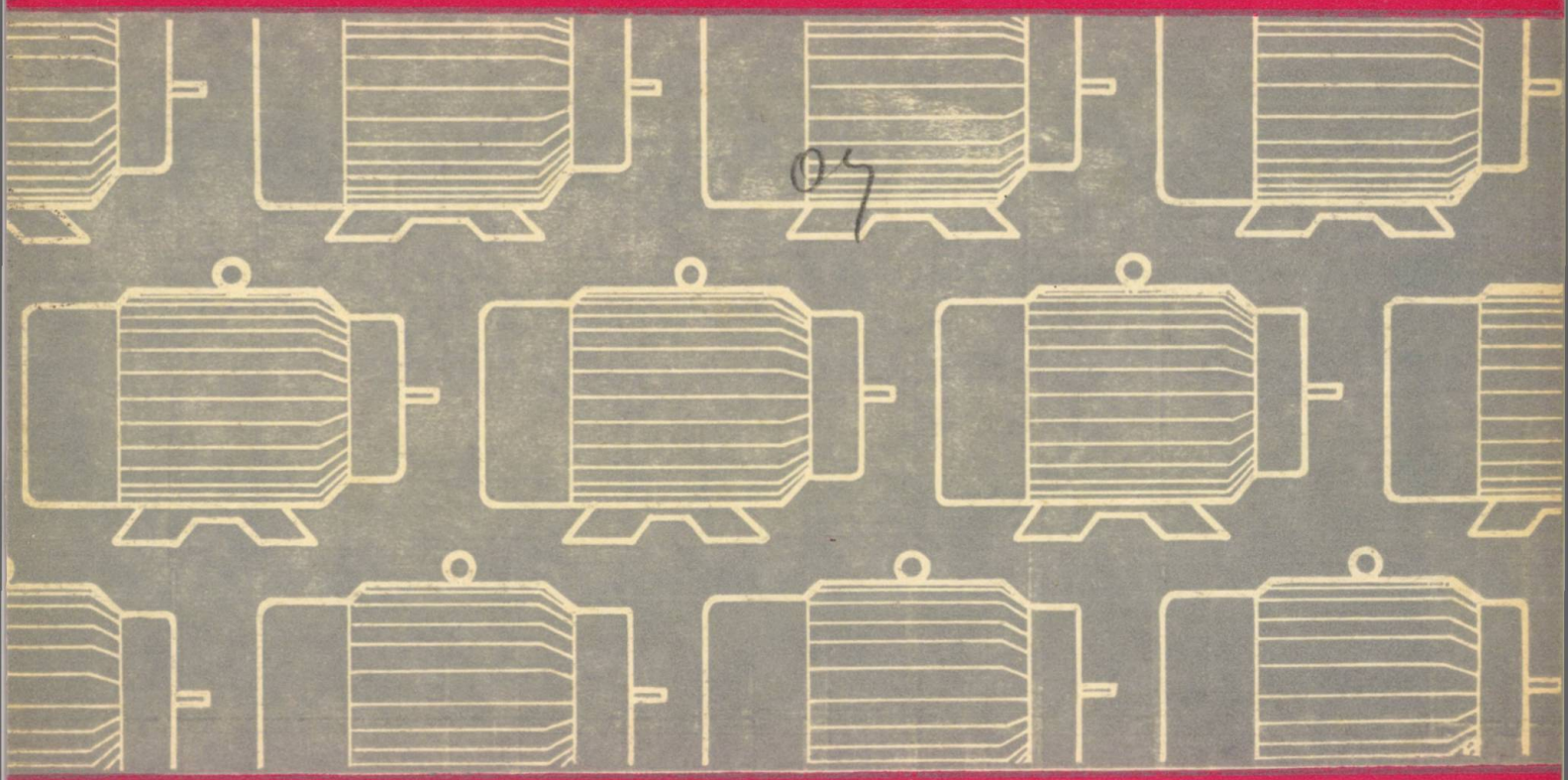
La toate aceste întrebări ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare și Proiectare pentru Industria Electrotehnică (ICPE) care în această perioadă își întocmește planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de încercări moderne, specialiști de înaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 20 ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteți să i-o acordați.

BUCUREȘTI - BD. T. VLADIMIRESCU Nr. 45-47 - TELEFON: 31.41.00

E 2040

ELECTROTEHNICA



ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 20 • Nr. 10 • OCTOMBRIE 1972

10

INTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEASA

BUCUREŞTI II ROMÂNIA
Str. Erou Iancu Nicolaie nr. 32
Telefon 33.38.30 Telex 011.203

Dezvoltarea dinamică a produselor fabricate în întreprinderea noastră ne permite să vă oferim în 1972 următoarele circuite integrate logice monolitice pe bază de siliciu.
Siguranţa în funcţionare şi parametrii profesionali ai circuitelor integrate constituie o garanţie în utilizarea lor în informatică şi automatizări industriale.

TIP T.T.L. VITEZA MEDIE

CDB 400 E Operator cuadruplu **ŞI-NU**, cu 2 intrări
CDB 410 E Operator triplu **ŞI-NU**, cu 3 intrări
CDB 430 E Operator **ŞI-NU**, cu 8 intrări
CDB 440 E Operator dublu de putere **ŞI-NU**, cu 4 intrări
CDB 451 E Operator dublu **ŞI-SAU-NU**, cu 2×2 intrări
CDB 454 E Operator **ŞI-SAU-NU**, cu 4×2 intrări
CDB 472 E Circuit bistabil **JK „Master—Slave"**
CDB 473 E Circuit bistabil dublu **JK „Master—Slave"**
CDB 481 E Memorie cu 16 biţi

TIP T.T.L. RAPIDE

CDB 400 HE Operator cuadruplu **ŞI—NU**, cu 2 intrări
CDB 410 HE Operator triplu **ŞI—NU**, cu 3 intrări
CDB 411 HE Operator triplu **ŞI**, cu 3 intrări
CDB 430 HE Operator **ŞI—NU**, cu 8 intrări
CDB 440 HE Operator dublu de putere **ŞI—NU**, cu 4 intrări
CDB 451 HE Operator dublu **ŞI-SAU-NU**, cu 2×2 intrări
CDB 454 HE Operator **ŞI-SAU NU**, cu 1×3 intrări şi 3×2 intrări
CDB 400 HP Operator cuadruplu **ŞI-NU**, cu 2 intrări
CDB 440 HP Operator dublu de putere **ŞI-NU**, cu 4 intrări
CDB 451 HP Operator dublu **ŞI-SAU-NU**, cu 2×2 intrări

TIP LINIAR

CLB 2711 C Dublu comparator diferenţial de tensiune

Seria profesională **CDB 400 E — CDB 473 E** constituie o familie de circuite integrate logice realizate în tehnica T.T.L. („Transistor, Transistor Logic").

Circuitele **CDB 400 HE — CDB 454 HE** oferă o viteză în jur de 6n sec/poartă, ceea ce permite utilizarea lor în secţiunile critice ale sistemelor digitale şi ale sistemelor rapide de calcul şi prelucrare a datelor.

CDB 481 E reprezintă o memorie monolitică bloc-notes cu 16 circuite basculante realizată în tehnica T.T.L.

Seria circuitelor pe care le oferim mai cuprinde şi un dublu comparator de tensiune **CLB 2711 C** utilizabil şi ca detector de nivel cu 2 limite.

Întrucît există posibilitatea de a fabrica şi alte tipuri de circuite integrate, vă rugăm să ne comunicaţi tipurile pe care le solicitaţi, precum şi cantităţile necesare pentru a putea programa în timp util fabricarea lor.

MICM—CIETV

Fabrica de Aparate Electronice de Măsură și Industriale

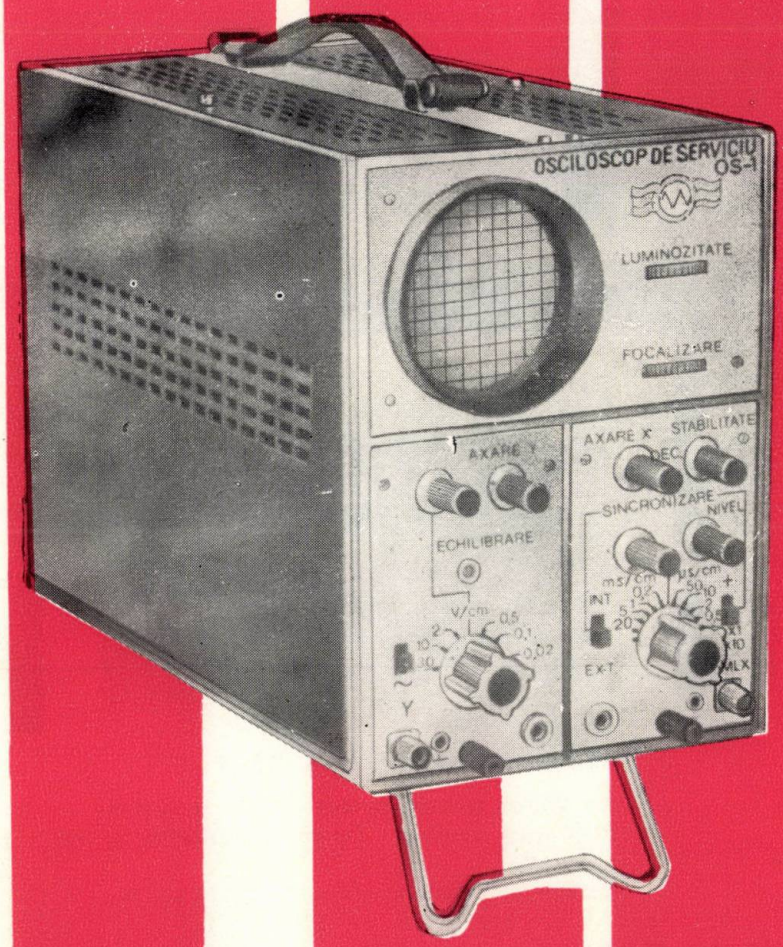
București, Sectorul 2, Șos. Fabricii de Glucoză, Nr 9-11,
Cont 30.06.05.00 BNRSR - Filiala Sector 2, București
Telefon: 33.77 49, 33.78.14

Execută :

Osciloscop de serviciu (OS-1)

Aparatul este destinat vizualizării semnalelor electrice al căror spectru de frecvență nu depășește 5 MHz.

Aparatul conține: blocul de alimentare pentru joasă și înaltă tensiune, blocul amplificator vertical precum și blocul amplificator orizontal cu generatorul de baleiaj



- dimensiunile imaginii: min. 40 x 60 mm
- diametrul minim al spotului: 1mm, în cadrul de 40 x 60mm
- impedanța de intrare: 1 Mohm / 50 pF
- tensiunea maximă admisă la intrare: 250 Vc a
- tensiunea de alimentare: 220 V — 50 Hz
- domeniul temperaturilor de lucru: + 10 C — + 35°C
- dimensiuni de gabarit: 255x 170 x 389 mm
- greutate: 11 kg

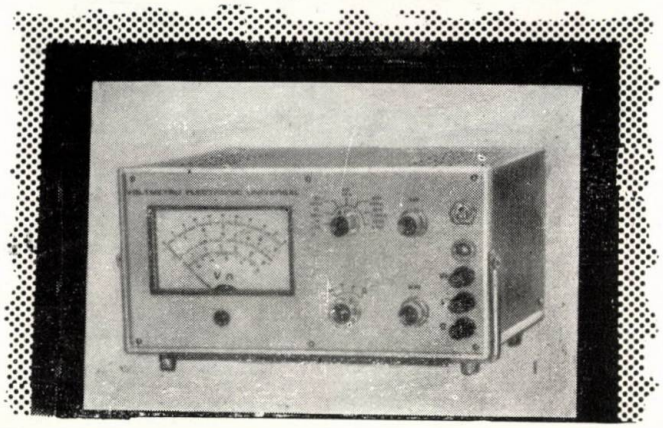
Și următoarele alte produse:

- generatorul de ultrasunete pentru curățire (GUS-1)
- releu tranzistorizat de protecție minieră (RSR-2)
- sursă de tensiune reglabilă (STR-404)
- umidometru electronic (T 1)
- vibrometru portabil tranzistorizat (VP-3)
- sursă 1000 VA
- generator de înaltă frecvență (GIF) capacitiv 1,5kW
- generator de înaltă frecvență (GIF) inductiv 5 kW
- hupă electronică

INSTITUTUL DE CERCETĂRI ELECTRONICE — ICE

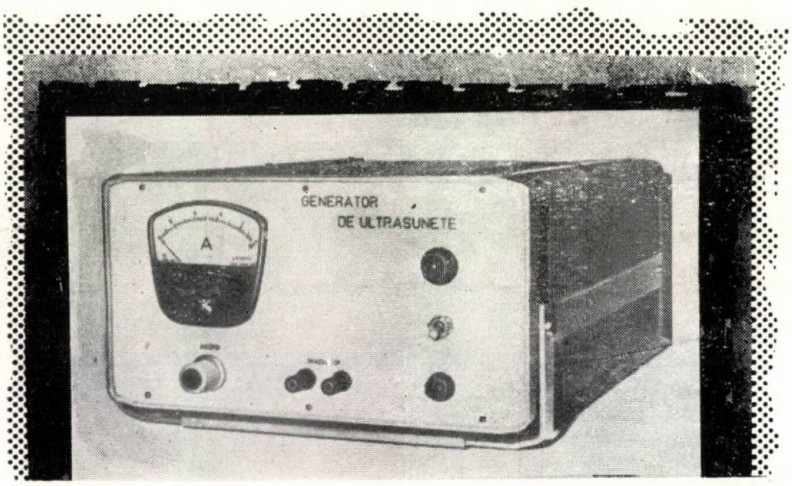
București, Calea Floreasca nr. 169, Sector 1, telefon 33.12.59

elaborează aparate electronice de măsurări, echipamente de electronică industrială și radiocomunicații, aparate pentru medicină și biologie etc.



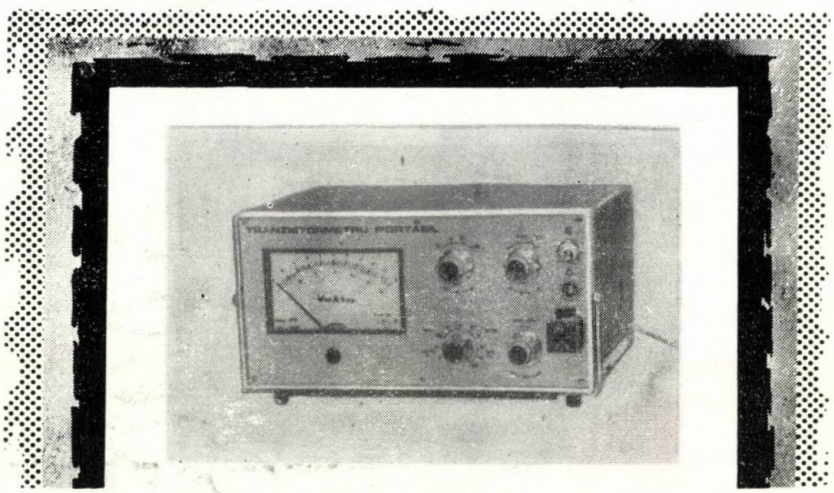
Voltmetru electronic tip E 0401

Domeniul de măsurare al tensiunilor continue: 100 mV...1000 V
Domeniul de măsurare al tensiunilor alternative: 100 mV...300 V
Domeniul de măsurare al rezistențelor: 2Ω...1000 MΩ



Generator de ultrasunete tip I 4701

Traductor magnetostrictiv
Frecvența de rezonanță a traductorului: 21 kHz
Capacitatea cuvei de spălare: 1,2 l
Dimensiunile pieselor de spălat: 0,5...3 cm



Tranzistormetru tip E 0702

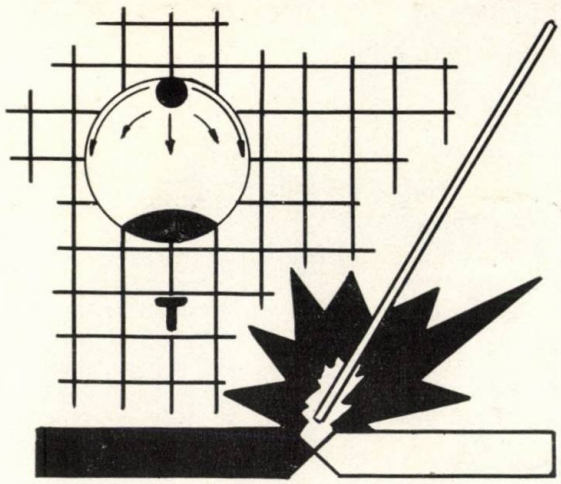
Măsurarea tranzistoarelor P.N.P. și N.P.N.
Măsurarea diodelor Zener punctiforme și cu joncțiune
Parametrii măsurați: U_{CE}, I_C, I_B, I_{CBO}, h_{21e}

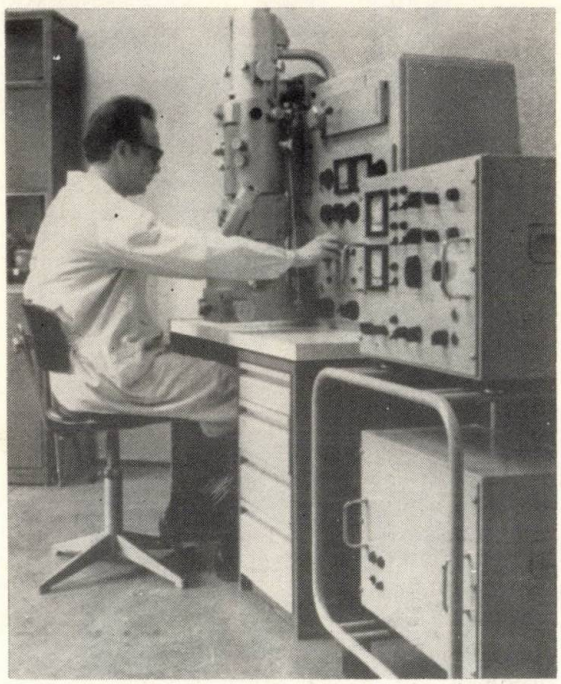
Aceste aparate se execută la Fabrica de aparate electronice de măsură și industriale — FEMI — București, Sector 2, Șos. Fabrica de Glucoză nr. 9—11, telefon 33.78.14

M.I.C.M.—D.G.D.R.I.

CENTRUL DE SUDURA ŞI INCERCARI LA OBOSEALA

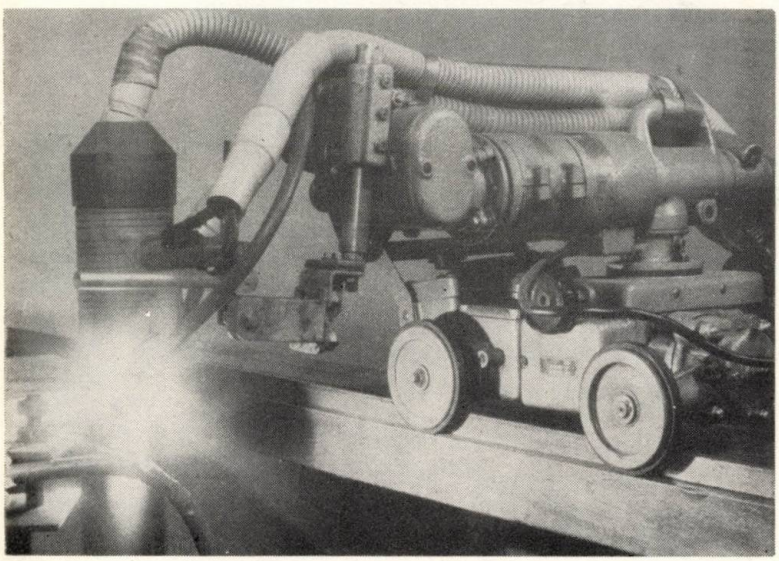
TIMISOARA





EFECTUEAZĂ, PE BAZĂ DE CONTRACTE, STUDII ŞI CERCETĂRI PRIVIND:

- Tehnologii de sudare a oţelurilor
- Tăiere şi sudare cu plasmă şi microplasmă
- Dezvoltarea materialelor pentru sudare — oţeluri, electrozi, fluxuri
- Examinarea compatibilităţii la sudare (metale, materiale de adaos)
- Încercări mecanice pentru metale şi îmbinări sudate
- Control defectoscopic — ultrasonic şi magnetic
- Examinări la frecare-uzare, pentru metale şi garnituri de fricţiune
- Analize chimice — analize metalografice — optice şi electronice
- Determinări extensometrice (mecanice, optice, electrice)



ACORDĂ ASISTENŢĂ TEHNICĂ ŞI ORGANIZEAZĂ CURSURI DE SPECIALIZARE

CSIO

TIMIŞOARA

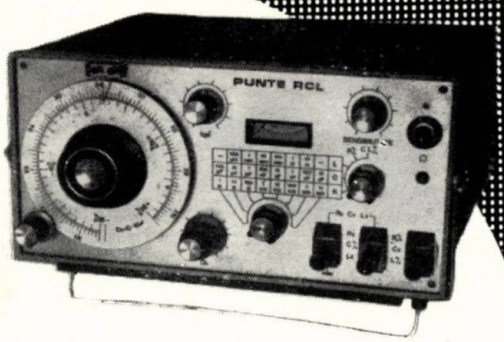
Bd. Mihai Viteazu nr. 30

Telefon 1.32.68—8.19.42

INSTITUTUL DE CERCETĂRI ȘI PROIECTĂRI ELECTRONICE-ICE

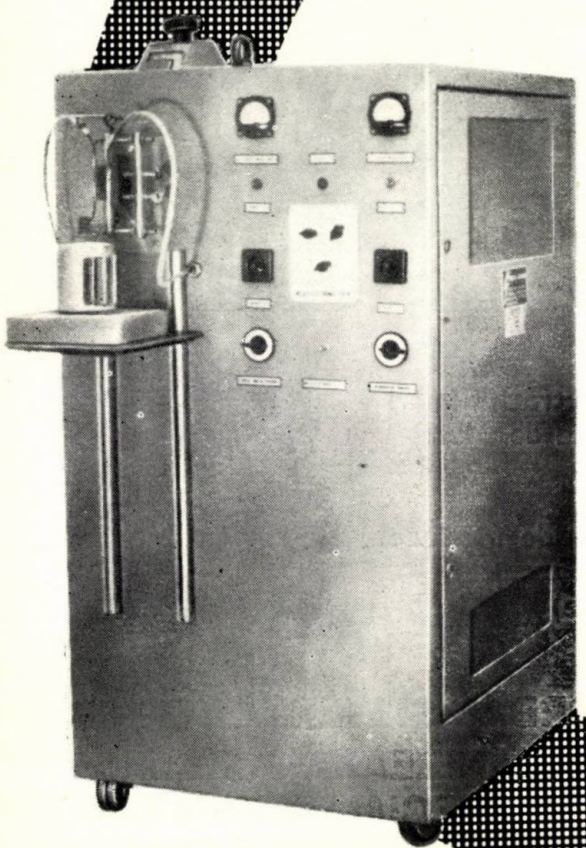
București, Calea Floreasca nr. 169, Sectorul 2, telefon 33.12.59

elaborează aparate electronice de măsurări, echipamente de electronică industrială și radiocomunicații, aparate pentru medicină și biologie etc.



Punte RCL tip E 0704

Domeniul de măsurare al rezistențelor : 0,5 ··· 105 M
Domeniul de măsurare al capacităților : 1 pF ··· 1050μ F
Domeniul de măsurare al inductanțelor : 50μ H ··· 150 H
Domeniul de măsurări procentuale : −20% ··· +20%



Generator de I.F. inductiv tip I 4604

Frecvența de lucru nominală: 1,2 MHz
Puterea utilă de înaltă frecvență, în sarcină : 10 kW
Alimentarea : rețea trifazată 380/220V (50 Hz)

Sursă stabilizată de tensiune alternativă tip I 4201

Tensiunea rețelei : 190 V ··· 250 V (50 Hz)
Tensiunea stabilizată reglabilă : 210 ··· 230 V
Puterea maximă furnizată în sarcină : 1000 VA

Aceste aparate se execută la Fabrica de aparate electronice de măsură și industriale — FEMI — București, Sectorul 2, Șoseaua Fabrica de Glucoză, nr. 9—11, telefon 33.78.14

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

ELECTROTEHNICA

Anul 20 Nr. 10, pag. 361—400 oct. 1972

CUPRINS

Stanciu, V.: **Dezvoltarea industriei electrotehnice românești și prezența sa la cea de-a doua ediție a Tîrgului Internațional București 1972**

Electrotehnica **20**, nr. 10, oct. 1972, p. 361—367

CZ 621.315.61.017.7.004.62

Heinrich, I.: **Simplificarea metodelor de evaluare a uzurii termice relative a materialelor electroizolante la o variație exponențială a temperaturii în raport cu timpul.**

Electrotehnica **20**, nr. 10, oct. 1972, p. 370—377

Se stabilește o metodă, care permite trecerea de la metoda de calcul al uzurii termice relative a materialelor electroizolante, bazată pe legea duratei de viață, stabilită de Büssing W., la o metodă de calcul bazată pe legea duratei de viață, stabilită de Montsinger V. M., astfel încît în urma acestei treceri de la o metodă de calcul mai complicată la alta mai simplă erorile introduse să fie foarte mici. Metoda de înlocuire prezentată e prelucrată numeric pentru izolația hîrtieulei, utilizată în construcția transformatoarelor electrice.

CZ 621.316.545.1.014.32

Herșcovici, B.: **Solicitări la forțele electrodinamice din căile de curent ale separatoarelor rotative de înaltă tensiune.**

Electrotehnica **20**, nr. 10, oct 1972, p. 378—383

Se studiază solicitările mecanice în căile de curent ale separatoarelor, rotative de înaltă tensiune supuse la forțele electrodinamice ale curenților de scurtcircuit. Se elaborează scheme și modele electrice de studiu al oscilațiilor mecanice ale căii de curent aferente acestor separatoare, rezultatele obținute astfel pe un calculator analogic permițînd optimizări constructive.

CZ 621.352.6. Ag

Radovici, O., Mavrodin-Tărăbic Maria, Onaca Ioana și *Solacolu, I.:* **Influența structurii electrozilor de gaz activați cu argint asupra performanțelor electrochimice ale pilelor cu combustibil și pilelor metal-aer.**

Electrotehnica **20**, nr. 10, oct 1972, p. 383—389

S-au realizat electrozi de gaz din argint de tip MSK („Mono Skelet Katalyst") și de tip DSK („Doppel Skelet Katalyst") cu porozități totale cuprinse între 20 și 60%. Electrozii au fost caracterizați din punct de vedere structural, determinîndu-se dimensiunea și modul de repartiție al porilor, porozitatea globală și suprafața specifică internă. S-a studiat reacția de reducere a oxigenului pe diferitele tipuri de electrozi realizați, la temperatura de 25°C, în soluție de KOH 5 N, la suprapresiuni ale oxigenului cuprinse între 25 și 400 mm Hg. Se prezintă concluzii în ceea ce privește relația care există între structura electrodului de gaz și eficiența sa electrochimică și se stabilește regimul optim de funcționare al unui astfel de electrod.

DIN ACTIVITATEA C.E.I. 390—393

INVENȚII 393—394

TEZE DE DOCTORAT 394—395

REFERATE 395—399

CRONICĂ 399—400

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. PL. ANDRONESCU; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. șt. tehn. A. AVRAMESCU — redactor responsabil; ing. V. BUNEA; ing. V. CIOFU; prof. dr. doc. șt. tehn. V. CORLĂTEANU; ing. ȘT. GROSU; prof. dr. ing. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. LAZARIDE; dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. M. OPASCHI; ing. A. POPA; prof. ing. CRISTIANA POPESCU; ing. VL. POPOVICI; academician prof. dr. doc. șt. tehn. ing. R. RĂDULEȚ; ing. R. VLĂDOIANU.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, sub îndrumarea științifică a Institutului de cercetare și proiectare pentru industria electrotehnică, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon director: 14.62.67. Redacția: București, str. Mândinești nr. 3, sector IV; telefon secretar general de redacție: 13. 90. 87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon: 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala sectorului 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația" București, str. Brezoianu, nr. 23 — 25, *c. 1776. Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 137/399/1972*

41 400

СОДЕРЖАНИЕ

Станчу, В.: **Передовая**

Electrotehnica **20**, № 10, окт. 1972, стр. 361–367

дк 621.315.61.017.004.62

Гайнрих, И.: **Упрощение методов оценки относительно термического износа электроизоляционных материалов при экспоненциальном изменении температуры в зависимости от времени.**

Electrotehnica **20**, № 10, окт. 1972, стр. 370–377

Устанавливается метод, позволяющий перейти от метода расчета относительного термического износа электроизолирующего материала, основанного на законе долговечности, установленном Büssing — ом W., к методу расчета, основанному на законе долговечности, установленным Montsinger — ом V.M., таким образом, чтобы при переходе от более сложного метода к упрощенному, погрешности были незначительными. Предложенный метод был испытан на изоляции бумага — масло, применяемой в конструкции электрических трансформаторов.

дк 621.316.545.1.014.32

Гершкович, Б.: **Воздействия электродинамических сил в путях тока вращательных сепараторов высокого напряжения.**

Electrotehnica **20**, № 10 окт. 1972, стр. 378–383

Изучаются механические воздействия в путях тока вращательных сепараторов высокого напряжения, подвергаемых электродинамическим силам токов короткого замыкания. Разработаны схемы и электрические модели исследования механических колебаний путей тока, присущих этим сепараторам, причем результаты, полученные на аналоговой вычислительной машине позволяют внести конструктивные улучшения.

дк 621.352.6 Ag

Радович, О., Мавродин-Тэрэвык, Мария, Онака Иоана и *Салаколу, И.*: **Влияние структуры газовых электродов, активированных серебром на электрохимические показатели элементов с топливом и элементом металл-воздух.**

Electrotehnica **20**, № 10, окт, 1972, стр. 383–389

Были осуществлены газовые электроды из серебра типа МСК (,,Mono Skelet Katalyst'') и типа ДСК (Doppel Skelet Katalyst) с общей пористостью от 20 до 60 %. Электроды были охарактеризованы со структурной точки зрения, определяя размеры и способ распределения пор, общей пористости и внутренней удельной поверхности. Изучалась восстановительная реакция кислорода на различных типах осуществленных электродов, при температуре 25°C, в растворе KOH 5 N, при избыточном давлении кислорода между 25 и 400 мм гц. Делаются выводы относительно зависимости между структурой газового электрода и его электрохимической эффективностью и устанавливается оптимальный режим работы подобного электрода.

ИЗ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ С.Е.І. 390–393

ИЗОБРЕТЕНИЙ 393–394

ДОКТОРСКИЕ ДИССЕРТАЦИИ 394–395

ДОКЛАДЫ 395–399

ХРОНИКА 399–400

INHALTSVERZEICHNIS

Stanciu, V.: **Vorwort**

Electrotehnica **20**, H. 10, Okt. 1972, S. 361–367

DK 621.315.61.017.004.62

Heinrich, I.: **Vereinfachung der Bewertungsmethoden des relativen Wärmeverschleisses elektrischer Isolationsstoffe bei einer expositionalen Temperaturveränderung im Verhältnis zur Zeit.**

Electrotehnica **20**, H. 10, Okt. 1972, S. 370–377

Der Verfasser beschreibt ein Verfahren, mit dessen Hilfe man von einer Berechnungsmethode des relativen Wärmeverschleisses, elektrischen isolationsstoffe die auf dem, von Bussing W. aufgestellten Gesetz der Lebensdauer beruht, zu einer Berechnunhsmethode übergehen kann, der sas von Montsinger V. M. aufgestellte Gesetz der Lebensdauer zugrunde liegt. Auf diese Weise wird, durch den Übergang von einer komplizierten zu einer einfacheren Methode auch der Fehlereingang beschränkt. Die dargelegte Methode ist für die Olpapoerisolation, die im Transformatorenbau Verwendung findet zahlenmässig bearbeitet.

DK 621.316.545.1.014.32

Herşcovici, B.: **Belstungen bei elektrodyamaischen Kräften in den Stromwegen der Hochspannungs-Drehtrennschalter**

Electrotehnica **20**, H. 10, Okt. 1972, S. 378–383

Es werden die mechanischen Belastungen der Stromwege in den Hochspannungs-Drehtrennschaltern untersucht, die den elektrodynamischen Kräften der Kurzschlussströme ausgesetzt sind. Der Verfasser entwarf Schaltungen und elektrische Modelle für die Untersuchung der mechanischen Schwingungen der betreffenden Stromwege dieser Trennschalter. Die somit erzielten Ergebnisse, die mit Hilfeeines Analogrechners emittelt wurden, ermöhlichen eine Optimalgestaltung der Bauweise.

DK 621.352.6 Ag

Radovici, O., Mavrodin Tărăbîc, Onaca Ioana und *Solacolu, I.:* **Einfluss der Struktur der mitt Silber aktivierten Gasel elektroden auf die elektrochemischen Leistungen der Brenn stoffzellen und der Metall-Luft-Zellen.**

Electrotehnica **20**, H. 10, Okt. 1972, S. 383–389

Es wurden Gaselektroden aus Silber, Tzp MSK und DSK mit einer Gesamtporosität im Bereich von 20–60% entwickelt. Die Elektroden wurden vom strukturellen Standpunkt kennzeichenet und die Grösse und Verteilung der Poeren, die Gesamtporosotät sowie die spezifische Innenfläche bestimmt. Die Reduktionsreaktion des Sauerstoffs wurde an den verschiedenen erzielten Elektroden bei einer Temperatur von 25°C in KOH_5N-Lösung und bei einem Sauerstoffüberdruck von 25–400 mm Hg untersucht. Es werden Schlussfolgerungen im Zusammenhang mit der Beziehung zwischen der Struktur der Gaselektrode und deren elektrochemischen Wirkung gezogen und die optimale Betriebswiese einer solchen Elektrode festgelegt.

AUS DER TÄTIGKEIT DER INTERNATIONALEN KOMMISSION FÜR ELEKTROTECHNIK 390–393

ERFINDUNGEN 393–394

DISSERTATIONEN 394–395

REFERATE 395–399

CHRONIK 399–400

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA
ÎNDRUMAREA ȘTIINȚIFICĂ: INSTITUTUL DE CERCETARE ȘI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ
EDITOR: OFICIUL DE DOCUMENTARE ȘI PUBLICAȚII TEHNICE AL M.I.C.M.

Anul 20 nr. 10 București, octombrie 1972

Dezvoltarea industriei electrotehnice românești și prezența sa la cea de a doua ediție a Tîrgului Internațional București 1972

Creată prin grija partidului — ca urmare a faptului că prin planul de electrificare de 10 ani (1951—1960) aprobat de plenara Comitetului Central al P.M.R. din 28 octombrie 1950 prin care se preciza că electrificarea necesită creerea unei baze proprii industriale pentru producerea mașinilor electrice și a aparaturii respective — industria electrotehnică de curenți tari (mașini, aparate, materiale și echipamente electrice) s-a dezvoltat continuu astfel încît în prezent cea mai mare parte a necesarului de produse electrotehnice pentru nevoile interne se realizează în țară, asigurîndu-se totodată și un volum important pentru export.

Directivele Congresului al X-lea al Partidului Comunist Român privind planul de dezvoltare pe anii 1971—1975 au accentuat necesitatea dezvoltării cu precădere a industriei electrotehnice în cadrul construcțiilor de mașini.

Expresie a progresului tehnic pe care îl promovează în întreaga economie, industria electrotehnică (împreună și cu celelalte subdiviziuni ale ei) se bucură de un ritm prioritar de dezvoltare deoarece face parte din subramurile industriale care dau o valorificare superioară metalului și produse solicitate de celelalte industrii și pentru export.

Astfel în industria electrotehnică de curenți tari, față de 11 fabrici existente în 1965, în cincinalul 1966—1970 au fost construite încă 7 fabrici și secții specializate printre care Fabrica de mașini electrice—Pitești, Fabrica de frigidere — Găești, Secția de mașini de calculat electromecanice de birou din Tg. Mureș, Secția de aparataj de înaltă tensiune și Secția de transformatoare de mare putere—Craiova etc. De asemenea au fost dezvoltate majoritatea întreprinderilor existente. Printre uzinele cu dezvoltări mai importante sînt: Electroputere—Craiova, Electroprecizie—Săcele, Electroceramica—Turda, Acumulatorul—București, Fabrica de cabluri și materiale electroizolante—București etc., putîndu-se afirma că prin amploarea acestor dezvoltări întreprinderile existente în 1965 au devenit întreprinderi noi în 1970.

În acest cincinal au fost construite și au intrat în producție Fabrica de transformatoare—Filiași, Fabrica de celule—Băilești, Fabrica de aparataj de instalații—Titu și sînt în construcție întreprinderile ElectroArgeș—Curtea de Argeș, ElectroTimiș—Timișoara, Fabrica de aparataj pentru autovehicule—Sf. Gheorghe, Fabrica de conductoare emailate—Zalău, o fabrică de aparataj de joasă tensiune la Botoșani etc.

Pînă la finele cincinalului actual urmează să mai intre în funcțiune o fabrică de izolatoare electrice la Botoșani, o secție pentru fabricarea cabinelor de ascensor, o turnătorie etc.

Investițiile realizate în aceste uzine au fost în perioada 1966—1970 de 2,6 ori mai mari decît investițiile realizate în cincinalul anterior pe întreg departamentul industriei electrotehnice și electronice.

Majoritatea uzinelor sau extinderilor au fost proiectate după concepție proprie de către Electrouzinproiect, institutul de proiectări din cadrul Departamentului Industriei Electrotehnice și Electronice — D.I.E.E.—.

Au fost asimilate tehnologii esențial noi și s-au introdus linii tehnologice specializate în majoritatea intreprinderilor ca: cele de la Electroceramica—Turda, Acu

mulatorul — București, Fabrica de mașini electrice — Pitești, Fabrica de frigidere — Găești, Fabrica de cabluri și materiale electroizolante — București, Secția de aparataj de înaltă tensiune — Craiova.

Dezvoltarea industriei electrotehnice de curenți tari în cincinalul care a trecut a fost făcută nu numai în ceea ce privește mărirea capacității de producție dar și prin modernizarea continuă a acesteia prin înlocuirea produselor învechite în același timp cu diversificarea familiilor de produse.

O caracteristică importantă a industriei electrotehnice o reprezintă gradul de noutate al unor domenii, precum și necesitatea de înnoire permanentă a produselor.

Astfel la finele anului 1970, din circa 12 000 sortimente (tipodimensiuni) de produse diferite, 60% erau produse complet noi puse în fabricație în perioada 1966—1970, în afara celor modernizate sau reproiectate.

O altă caracteristică importantă a producției noastre electrotehnice este dinamismul ei.

Producția de echipamente, mașini, aparate și materiale electrotehnice a fost în anul 1970 de peste 2,4 ori mai mare decît în anul 1965.

Ținînd seamă de măsurile luate pînă în prezent pentru îndeplinirea planului cincinal, împreună cu angajamentele suplimentare luate în urma Conferinței Naționale a Partidului Comunist Român în vederea realizării înainte de termen a cincinalului actual, în figura 1 se dau creșterile preliminate ale producției la unele familii de produse față de nivelele anului 1965.

Ritmul mediu de creștere al producției în perioada 1966—1970 a fost de peste 19% anual. În același timp în construcțiile de mașini acest ritm a fost de 15,9% anual.

Ponderea acestor produse electrotehnice în producția globală a MICM crește an de an, după cum se vede în figura 2.

Tîrgul Internațional București din acest an — la începutul unui nou plan cincinal — reprezintă un prilej de analiză a realizărilor prezente și de concretizare a programului viitor.

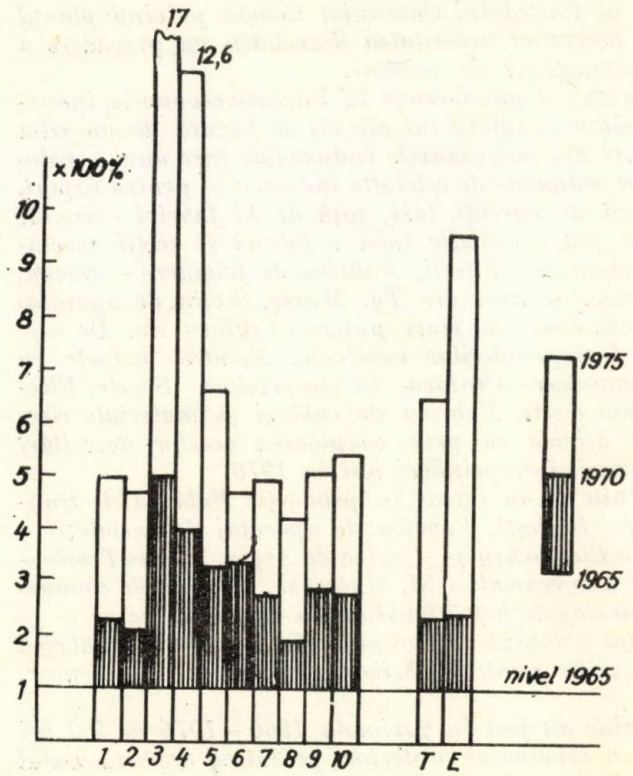


Fig. 1. Creșterea producției la unele familii de produse față de producția anului 1965:

1 — motoare electrice, MW; *2* — transformatoare, MVA; *3* — aparate de înaltă tensiune, lei; *4* — aparate de joasă tensiune, lei; *5* — izolatoare și piese ceramice, t; *6* — conductoare electrice, km; *7* — cabluri electric, km; *8* — echipamente electrice auto, lei; *9* — acumulatoare electrice, t; *10* — elemente galvanice, buc.; *T* — total producție electrotehnică (curenți tari), lei; *E* — total export produse electrotehnice (curenți tari), lei val.

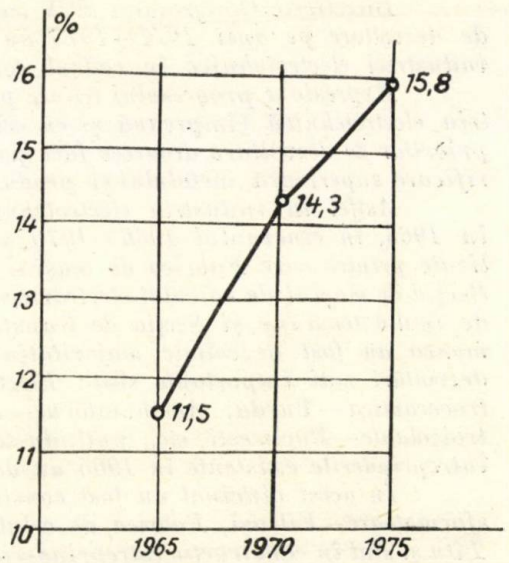


Fig. 2. Ponderea producției de echipamente, mașini, aparate și materiale electrotehnice în producția MICM.

Se remarcă în primul rînd produsele de importanță majoră pentru economia națională, ca transformatoarele de mare putere și aparatajul de înaltă tensiune necesare sistemului energetic național sau locomotivele electrice și diesel electrice necesare înzestrării căilor ferate cu mijloace moderne de tracțiune (Electroputere — Craiova).

Printre acestea se pot cita transformatoare (machete sau fotografii) de 190 MVA, 220 kV, cu reglaj sub sarcină și ieșirea prin cablu pentru hidrocentrala Porțile de Fier sau pentru hidrocentrala de pe Lotru, autotransformatorul de 400 MVA, 400 kV echipat cu un grup de reglaj sub sarcină pentru termocentrala București centru sau autotransformatorul în construcție modernizată de 200 MVA, 220 kV (Electroputere—Craiova). În domeniul transformatoarelor de distribuție se prezintă o nouă serie de la 40 la 1 600 kVA cu tensiuni pînă la 20 kV, care înlocuiește seria elaborată în 1968 și față de care are nivel de pierderi reduse cu circa 8—10%, micșorarea părții active cu circa 3—5% și reducerea dimensiunilor de gabarit cu circa 5—10%. Această serie a intrat în fabricație în acest an o dată cu noua fabrică de transformatoare de la Filiași.

Aparatajul de înaltă tensiune acoperă sortimentul necesar stațiilor de transformare pînă la tensiuni nominale de 400 kV.

Întreruptoarele de medie tensiune de 10 și 20 kV tip ortojector sau întreruptoarele oleopneumatice de 110, 220, sau 400 kV se prezintă cu îmbunătățiri constructive, în special la dispozitivele de acționare.

S-a extins folosirea rășinilor de turnare la transformatoarele de măsură de curent și tensiune.

Printre produsele realizate în acest cincinal se pot cita: transformatoarele de măsură de curent în rășini de tip CIRHi, CIRTo sau CIRTos, transformatoarele de măsură de tensiune în rășină de tip TIP—0,5, transformatorul de măsură de curent pentru exterior tip CEPS—110 kV, întreruptorul tripolar de exterior 35 kV cu dispozitiv de acționare cu resort MR—4 (vechiul tip necesita o sursă de aer comprimat pentru dispozitivul de acționare), separatorul tripolar de interior cu cuțit de punere la pămînt basculant tip STEb sau separatorul tripolar de interior combinat cu siguranțe fuzibile tip STEFn. O dezvoltare importantă a luat-o fabricația de celule de distribuție. Printre aceste produse se remarcă postul de transformare pentru exterior de tip PTE 250 kVA, 20/0,4 kV, precum și distribuția de post de transformator tip CIP, care se vor fabrica la noua fabrică de celule de la Băilești.

Tracțiunea electrică feroviară este prezentă prin locomotiva electrică de 5 100 kW și locomotiva diesel electrică cu putere mărită de la 2 100 CP la 2 500 CP în construcție THA (locomotiva este concepută astfel încît să poată funcționa în climat tropical umed 85% sau climat tropical uscat cu atmosferă încărcată cu praf sau furtuni de nisip).

Locomotivele sînt realizate cu un grad de integrare mărit față de anii precedenți, după cum se poate constata la subansamble ale acestora expuse separat ca: blocul aparatelor, blocul redresor, motoarele de tracțiune de curent continuu de 200kW, 275 V, 495 rot/min și de 850 kW, 770V, 1 100 rot/min și altele.

Fabricația de mașini electrice rotative — deși cea mai „veche" — (prima fabrică electrotehnică înființată după naționalizare a fost Dinamo—București) se află la începutul acestui cincinal înnoită, astfel încît majoritatea producției de motoare electrice este reprezentată de produse cu o vechime sub 5 ani. Cele peste 350 de tipodimensiuni noi (din care peste 70 tipovariante sînt în construcție antiexplozivă) se fabrică la cinci uzine electrotehnice profilate pe familii de produse, gabarite sau serii unitare ca: seria de motoare cu înălțimea axului de la 56 la 280 mm cu puteri pînă la 100 kW (fig. 3) (împărțite pe gabarite la Electroprecizia—Săcele, Electromotor—Timișoara și Uzina de mașini electrice—București — UMEB), seria de motoare cu înălțimea axului de la 315 la 630 mm cu puteri peste 100kW pînă la 1 600 kW (fig. 4) (Electroputere—Craiova), seria de mașini sincrone, seria de mașini asincrone mici sub 7,5 kW în carcasă de aluminiu (Fabrica de mașini electrice—Pitești — FMEP), motoare mici monofazate pentru acționarea bunurilor de consum electrotehnice sau mașini speciale (de tracțiune urbană sau feroviară, motoare verticale pînă la 800 kW pentru irigații, grupuri convertizoare de frecvență pentru utilizări industriale etc.). O grupă de mașini și echipamente electrice speciale, dezvoltate în ultimii 2—3 ani, sînt cele necesare autoturismelor, autocamioanelor și tractoarelor (circa 100 de sortimente), realizate de Electroprecizia— Săcele, din care o parte se vor fabrica în continuare la Fabrica de aparataj electric auto din Sf. Gheorghe.

În afara produselor reprezentative ale acestor uzine se pot observa multe produse noi printre care: motoare electrice asincrone de înaltă tensiune tip MEB sau de joasă tensiune tip MIB—2, MAP—1 sau MAD cu aparataj de pornire (Electroputere), motoare asincrone din seria AIFM și AIM cu frînă inclusă, motoare de ascensor cu două viteze 11/2 kW sau 4/1 kW, 1 000/250 rot/min, motoare electrotambur pentru

benzi rulante seria ASTU 2,2 — 22 kW (UME—București), generatoare de curent alternativ pentru tractoare, autocamioane și autoturisme, demaroare (Electroprecizia—Săcele), precum și motor electric pentru acționarea mașinilor de calcul electromecanice (FMEP).

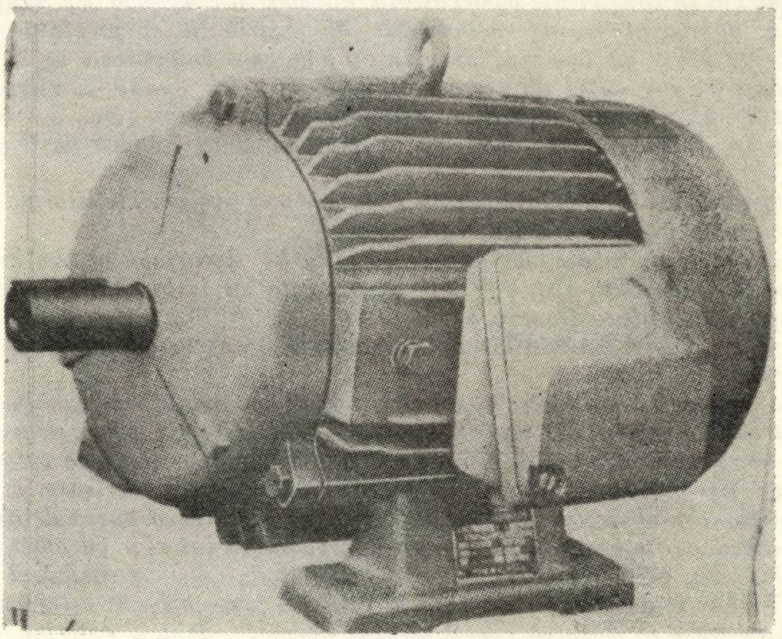


Fig. 3. Electromotor din seria ASI gabarit 56—280 mm.

Bunurile de consum electrotehnice s-au îmbogățit cu sortimente noi printre care: radiatoare cu ulei cu 7 pînă la 14 elemente, radiator tip cămin, ondulator de păr, antene de televiziune (Electromureș-Tg. Mureș), faruri asimetrice Ø130, far proiector Ø 100, far ceață îngropat Ø 100, lămpi semnalizare auto (Electrobanat—Timișoara), frigidere de 140 l tip „cabinet și table—top" precum și de 180 l și 240 l cu un grad mărit de integrare (Fabrica de frigidere—Găești).

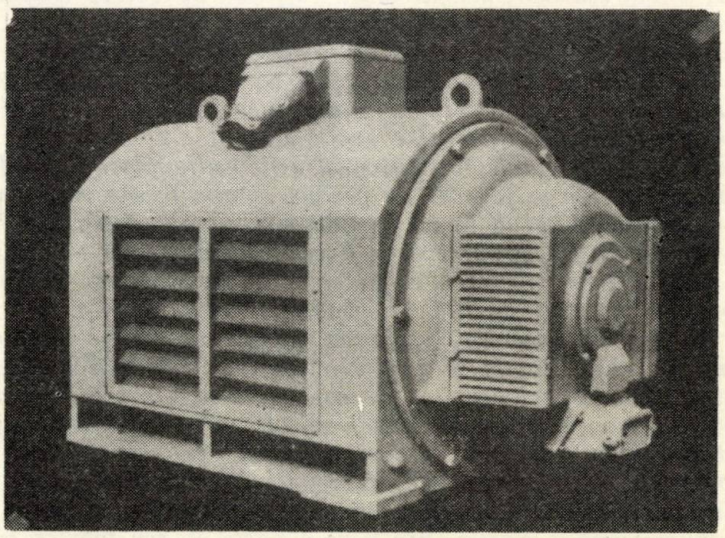


Fig. 4. Electromotor din seria MEP gabarit 315—630 mm.

În afara acestora se regăsesc produsele de fabricație curentă, majoritatea modernizate: ventilatoare electrice, uscătoare de păr, mașini electrice de găurit, bătător de covoare, mixer, lustruitor de parchet (Electromotor—Timișoara), lanterne, lustre și corpuri de iluminat casnice sau pentru industrie (Electrobanat) etc.

S-a diversificat în continuare producția de baterii (Electrobanat — FCME) și acumulatoare electrice (Acumulatorul — București) atît pentru utilizări ca orice cît și pentru industrie.

Pentru fabricația de mașini și aparate electrice cu performanțe ridicate s-au elaborat noi materiale electrotehnice de calitate, în același timp cu modernizarea și diversificarea celor existente, printre care: lacuri de impregnare de clasă B și F pe bază de rășini fenolice modificate și de rășini poliesterice, conductoare emailate izolate cu

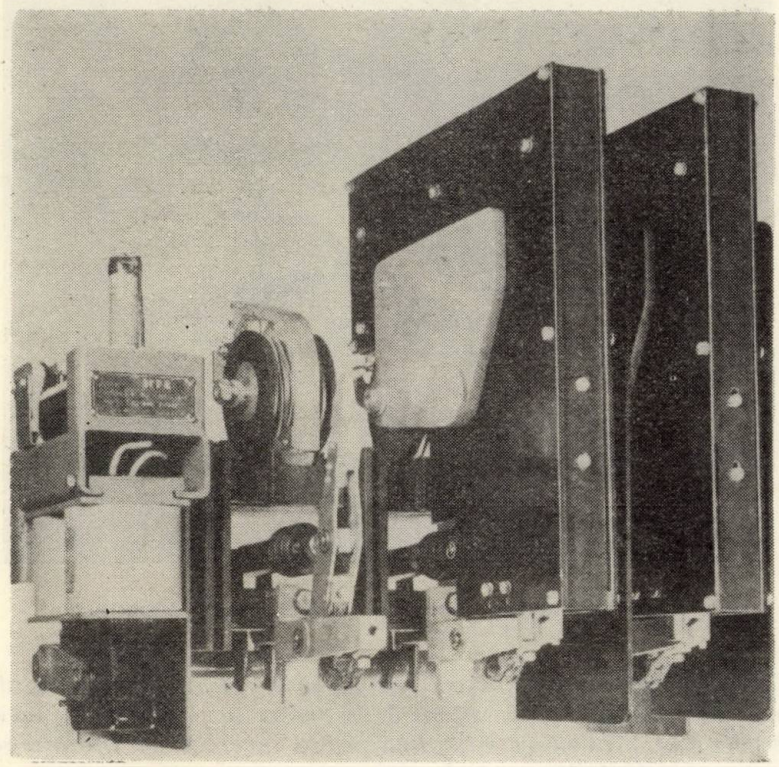


Fig. 5. Contactor de înaltă tensiune 6 kV—100 A.

lac polivinil-formal, poliuretanic și poliamidic precum și cu email și sticlă, materiale izolante de crestătură în sistemul de izolație combinată mică-hostafan, sticlă-hostafan și mică-sticlă, produse pe bază de mică, produse pe bază de hîrtie de mică, benzi izolante etc. (Fabrica de cabluri și materiale electroizolante — București — FCME).

Într-un sortiment bogat se expun izolatoare electrice ceramice: izolatoare suport cu inimă plină sau de trecere de tip interior sau exterior, izolatoare pentru linii electrice, izolatoare tijă, izolatoare carcasă pentru transformator de măsură (Electroceramica — Turda).

La aceste realizări au contribuit compartimentele de concepție din uzine precum și cele două unități de cercetare: Centrul de cercetare și proiectare pentru mașini și aparate electrice — Electroputere — Craiova (CCPMAE — Electroputere) și Institutul de cercetare și proiectare pentru industria electrotehnică — București (ICPE).

CCPMAE — Electroputere a avut o contribuție deosebită în dezvoltarea utilajului energetic, printre care autotransformatorul de 400 MVA, 400 kV, mărirea puterii de rupere la întreruptoare etc., care au fost dezvoltate pe bază de cercetări proprii.

La ICPE se poate remarca că în perioada 1965—1970 fiecare leu cheltuit în cercetare a adus sub formă de efecte economice circa 9,8 lei, ceea ce arată că o cercetare dirijată pe direcții bine definite, utile, constituie o investiție deosebit de rentabilă. Printre produsele noi elaborate de ICPE se prezintă: acceleratoare pentru electroni de 1 000 000 electronvolți, contacte electrice sinterizate, mașină de spălat rufe cu comandă program, descărcător cu suflaj magnetic de 400kV, servomotoare cu rotor disc și întrefier axial pentru acționarea vanelor sau a aerotermelor pentru automobile, mașini electrice de mînă de înșurubat M6 și M10 etc. Multe din produse se elaborează

în colaborare cu uzinele care urmează să preia fabricația, printre care : mașini electrice cu rotor disc pentru acționarea mașinilor-unelte cu comandă program (colaborare cu Electrotehnica — București), contactor de 6 kV, 100 A (fig. 5) pentru acționarea motoarelor electrice de înaltă tensiune (colaborare cu Electroputere) sau materiale ceramice de presare pentru piese izolante rezistente la temperatură de tip termoceramit (colaborare cu Electroceramice-Turda) (fig. 6) și altele.

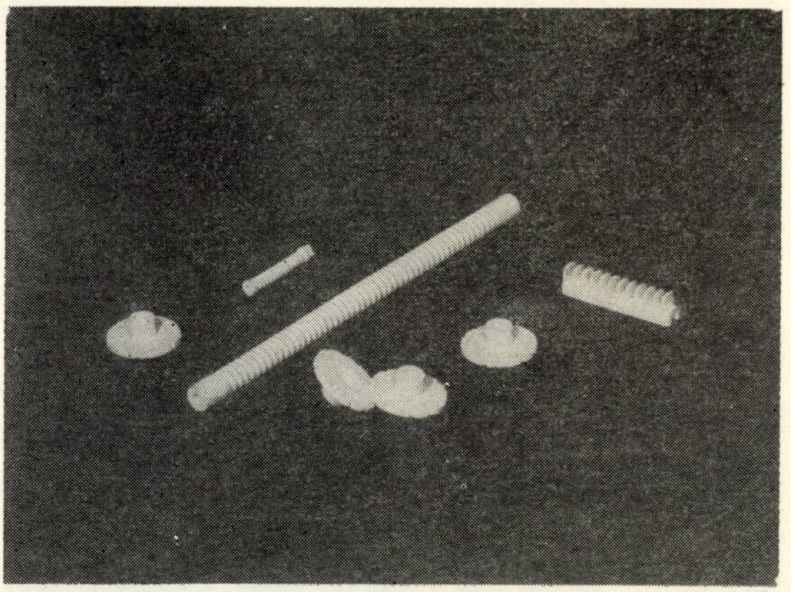


Fig. 6. Piese izolante rezistente la temperatură din termoceramit.

Grija pentru creșterea calității se reflectă prin realizarea de aparate sau utilaje specifice printre care se pot vedea : stand de încercare pentru determinarea fiabilității motoarelor electrice (fig. 7), cameră climatică pentru încercări la radiații sau aparatură pentru măsurarea descărcărilor parțiale.

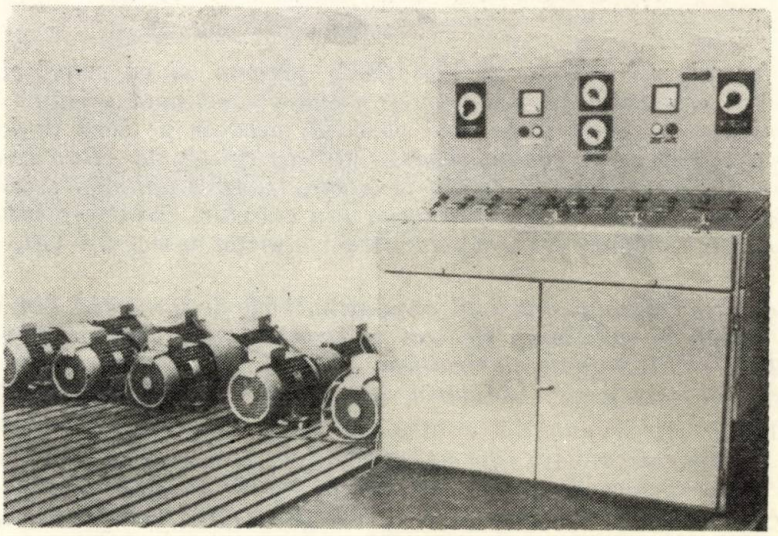


Fig. 7. Stand pentru încercarea fiabilității motoarelor electrice.

Ca urmare a actualelor prevederi de plan, pentru etapa 1971—1975, pe baza realizărilor și experienței cîștigate în etapa anterioară, industria electrotehnică și-a luat angajamente suplimentare privind atît creșterea volumului de producție cît și modernizarea sortimentului.

Sînt prevăzute lucrări pentru îmbunătățirea tehnologiei de fabricație a transformatoarelor de putere, extinderea utilizării maselor plastice și a rășinilor de turnare la aparatajul de înaltă tensiune și a transformatoarelor mici, extinderea utilizării servomotoarelor cu circuite imprimate, introducerea magneților permanenți la mașini electrice, procedee noi de fabricare a bateriilor galvanice, realizarea de ceramici speciale, îmbunătățiri și procedee noi în fabricația materialelor electroizolante etc.

Printre produsele noi ce urmează să se asimileze se pot cita : locomotiva diesel electrică de 4 000 CP, 160 km/oră și variante derivate, locomotiva electrică pe 4 osii de 3 000—4 000 kW, serii noi de motoare electrice asincrone conform normelor CEI și CAER, tipuri noi de transformatoare de mare putere inclusiv cele pentru centralele electrice de 400 MVA, 400 kV, posturi de transformare prefabricate, contactoare de înaltă tensiune, mașini și aparate electrice de uz casnic, ascensoare cu noi scheme electrice etc.

Majoritatea noilor produse se vor realiza pe bază de cercetări proprii. Pentru aceasta se vor termina și da în folosință laboratoarele de mare putere și de înaltă tensiune de la CCPMAE—Electroputere, se va dezvolta în continuare ICPE prin terminarea laboratoarelor de încercări ale echipamentelor de joasă și medie tensiune și prin construirea unei secții moderne de prototipuri, precum și prin organizarea de laboratoare de cercetare specializate printre care cele de la Uzina de mașini electrice—București, FCME, Acumulatorul etc. Tematica de cercetare și asimilarea de produse noi sînt axate pe sarcini provenite din programele prioritare, sarcini rezultate din hotărîrile Congresului al X-lea al Partidului Comunist Român și din angajamentele suplimentare, produse noi necesare realizării investițiilor, precum și alte sarcini de importanță deosebită ale economiei naționale ca : diversificarea licențelor, elaborarea de materiale noi etc.

În acest fel, ponderea produselor noi din totalul sortimentelor urmează să crească de la circa 60% în 1970 la peste 82% la finele anului 1975. Aceasta va avea ca efect creșterea gradului de integrare al producției, astfel încît importul pentru producție să scadă cu peste 53% în 1975 față de 1970, în timp ce volumul producției pentru export va crește de aproape 4 ori.

Ținînd seama de experiența căpătată în cincinalul trecut, de rezultatele obținute în prezent, industria electrotehnică de curenți tari, una din creațiile politicii de industrializare socialistă a țării, este pregătită să contribuie din plin la îndeplinirea, la un nivel calitativ superior, a sarcinilor mari și complexe stabilite de partidul nostru pentru perioada 1971—1975.

Ing. **Valerius Stanciu**
Șef serv. cercetări științifice și prognoză produse noi
MICM—DIEE

Conferința de presă dedicată celei de a doua ediții a Tîrgului Internațional București 1972

În ziua de 25 august a.c. a avut loc o conferință de presă organizată de Camera de Comerț a R.S.R. dedicată celei de a doua ediții a Tîrgului Internațional București care va avea loc în intervalul 15 — 24 octombrie.

Din expunerile făcute și materialele prezentate rezultă că această importantă manifestare economică și comercială cu caracter internațional se înscrie pe linia manifestărilor ce au loc pe plan mondial, de dezvoltare a tîrgurilor și expozițiilor cu caracter specializat. Tîrgul internațional București din acest an este profilat pe prezentarea de produse din subramurile de vîrf ale industriei constructoare de mașini : echipament pentru industria siderurgică și metalurgică, mașini-unelte, mașini de forță, echipament energetic, electrotehnic și electronic, sectoare cărora revoluția tehnico-științifică contemporană le conferă un loc decisiv în valorificarea superioară a resurselor naturale, în promovarea structurilor proprii economiei moderne.

Dintre principalele produse ce vor fi prezentate la tîrg s-au menționat : strunguri universale și specializate, diverse alte tipuri de mașini-unelte și agregate de prelucrare a metalelor ; produse de mecanică fină și optică ; aparate și accesorii pentru sudură ; produse electrotehnice și electronice, incluzînd subdiviziuni sortimentale multiple, începînd cu echipamentele de uz industrial și ale tehnicii de calcul pînă la numeroasele articole electronice și electrotehnice de uz casnic ; mașini de forță și echipament energetic, inclusiv echipament pentru energetica nucleară ; agregate pentru metalurgie.

Accentul se va pune pe tipurile și sortimentele noi de produse, cu parametri constructivi și tehnico-funcționali superiori, rod al laborioasei activități de cercetare științifică și dezvoltare desfășurată azi pe plan mondial.

Tîrgul Internațional București se va bucura și la a doua sa ediție de o largă participare. Pînă la finele lunii august a.c. pe listele de participare erau înscrise circa 700 de firme din 27 de țări.

Republica Socialistă România ca țară gazdă va deține circa 34 000 mp reprezentînd aproximativ jumătate din suprafața de expunere. Peste 1 500 de categorii de produse — precum și machete ale unor instalații complexe energetice, metalurgice (cum ar fi de exemplu cele de la Porțile de Fier, Combinatul siderurgic de la Galați etc.) — vor oferi o imagine a potențialului tehnic de concepție și execuție al industriei românești.

La pavilionul A al tîrgului, afectat în cea mai mare parte expozanților români, se vor expune agregate, mașini-unelte de mare precizie, multe din ele cu un grad ridicat de automatizare, la nivelul celor mai moderne realizări pe plan mondial, o gamă diversificată de produse ale industriei electrotehnice și electronice — sectoare care dețin o pondere importantă în industria constructoare de mașini, machete de linii tehnologice. Spațiul interior va fi întregit cu expunerea unor realizări ale institutelor de cercetări și proiectări din construcția de mașini, energia electrică, metalurgie etc. ale Institutului de fizică atomică, ale Institutului pentru creația științifică și tehnică.

Principalii expozanți vor fi centralele industriale care realizează produsele din profilul tîrgului, întreprinderile de comerț exterior : Mașinimport, Mașinexport, Industrialimport, Industrialexport, Tehnoimport, Mecanoexport, Faur etc. Sînt prezentate, de asemenea, întreprinderi specializate în lucrări de proiectare și construcții montaj de obiective energetice (Romenergo), metalurgie (Metarom) etc.

Avînd în vedere ritmul rapid de înnoire și diversificare caracteristic dezvoltării industriei constructoare de mașini din România în actualul cincinal, a doua ediție a Tîrgului internațional București va prilejui lansarea noutăților, dintre care unele foarte recente, și a unor mașini și agregate în curs de asimilare în fabricație. Dintre acestea s-au menționat unele piese de performanță din componența turbinei de 330 MW, introdusă în fabricație la Uzina de mașini grele din București, cum ar fi rotorul turbinei (cu dimensiuni de 5500 × 2000 și o greutate netă de 25 000 kg) ; motoarele electrice și cele cu combustie internă fabricate la Reșița ; noile tipuri de generatoare de abur mobile și stabile, fabricate de Uzinele Vulcan din capitală ; strungurile automate cu cap revolver și ax orizontal SARO—25 și SARO—42 ; strungurile paralele și tip carusel cu comandă secvențională ; agregatele multiax realizate în ultimul timp de uzinele specializate în producția de mașini, unelte și agregate pentru prelucrarea metalelor.

De o deosebită importanță va fi faptul că noutățile vor afecta întreaga arie de produse din profilul tîrgului, de la piesele microscopice ale electronicii pînă la piesele de performanță pentru cele mai mari agregate industriale. După o estimație de ansamblu, în intervalul care a trecut de la prima ediție a Tîrgului Internațional București nomenclatorul de fabricație al uzinelor constructoare de mașini din România s-a lărgit cu circa 1000 de produse noi sau modernizate.

În legătură cu larga participare a expozanților din străinătate s-a mai subliniat prezența celor mai importanți parteneri comerciali ai

țării noastre. Organizate în expoziții colective sub paviloanele țărilor respective sau în cadrul unor standuri individuale, firme din Anglia, Austria, Belgia, Berlinul de Vest, Bulgaria, Cehoslovacia, Chile, R. P. D. Coreeană, Cuba, Danemarca, Elveția, Franța, R. D. Germană, R. F. a Germaniei, Irlanda, Israel, Italia, Jugoslavia, Japonia, Lichtenstein, Luxemburg, Olanda, Polonia, S.U.A., Suedia, Ungaria și U.R.S.S. și-au anunțat participarea cu un bogat și variat nomeclator de produse. Expozanții străini vor deține o suprafață de expunere de 35 000 mp, remarcîndu-se pavilioanele și expozițiile colective organizate de Austria, Anglia, Cehoslovacia, Elveția, R. D. Germană R. F. a Germaniei, Italia, Jugoslavia, Polonia, S.U.A. și U.R.S.S., pe suprafețe între 1 000 și 6 000 mp.

Această participare importantă a firmelor străine exprimă în primul rînd interesul față de piața românească, ecoul bunei organizări a primei ediții a tîrgului și, desigur, rezultatele comerciale pozitive cu care s-a încheiat ediția precedentă. Organizarea ei la scurt timp după încheierea lucrărilor Conferinței Naționale a Partidului Comunist Român, în cadrul cărora un loc deosebit de important l-a ocupat dezvoltarea economică curentă și de perspectivă a României și, în acest context, intensificarea participării în comerțul și cooperarea internațională, oferă expozanților români un prim și binevenit prilej de aplicare a deciziilor adoptate.

Modul de organizare a timpului va crea condiții optime pentru inițierea și adîncirea unor contacte pe linia cooperării tehnice și industriale. De asemenea tîrgul va prilejui o activitate rodnică nu numai între partenerii străini și cei români ci și între diversele firme participante la tîrg.

În ce privește suprafața de expunere, avîndu-se în vedere că numeroși participanți dornici să prezinte un număr sporit de produse și-au exprimat dorința de a ocupa în viitor suprafețe mai mari, la actuala ediție a Tîrgului Internațional București complexul expozițional își va extinde spațiile de expunere prin construirea a încă trei pavilioane noi (însumînd o suprafață de circa 6 200 mp).

De asemenea s-a prevăzut un bogat program de conferințe tehnice și diverse reuniuni de specialitate și conferințe de presă.

Cea de a doua ediție a Tîrgului Internațional București, va contribui la lărgirea schimbului internațional de valori materiale, de idei și experiență, la consolidarea climatului favorabil cunoașterii, înțelegerii și cooperării între state, la continua întărire a prestigiului și afirmării României pe plan internațional.

Ing. **Mihai Dumitru**

Simplificarea metodelor de evaluare a uzurii termice relative a materialelor electroizolante la o variație exponențială a temperaturii în raport cu timpul

IULIU HEINRICH* — Timișoara

CZ 621.315.61.017.7.004.62

Într-o lucrare anterioară a autorului [1] au fost prezentate și analizate cele două legi de durată de viață a materialelor electroizolante utilizate în prezent:

$$D = \alpha e^{-\beta\theta} \tag{1}$$

$$D = Ae^{\frac{B}{T}} \tag{2}$$

unde:

D este durata de viață a materialului electrizolant;

θ și T — temperatura la care se expune materialul electroizolant în °C, respectiv în °K;

α, β, A, B — constante caracteristice materialului electroizolant sau sistemului de izolație.

Legea redată de relația (1), fiind stabilită de Montsinger V.M. pe cale empirică prin încercări efectuate asupra materialelor electroizolante din clasa A, în domeniul de temperatură 90°C ... 110°C, au valabilitate mult limitată. Legea redată de relația (2) a fost fundamentată teoretic de Büssing W. și verificată ulterior de alții; ea are valabilitate mult mai generală atît în raport cu diversitatea materialelor electroizolante, cît și în raport cu domeniul de temperatură, în care se poate aplica.

Cu toate acestea în evaluarea îmbătrînirii termice a materialelor electroizolante foarte des se aplică legea dată de relația (1), chiar cînd e vorba de alte materiale, decît cele din clasa A de izolație, sau cînd intervine un domeniu de temperatură mai larg, decît cel pentru care legea a fost stabilită. Astfel, pentru complexul de izolație hîrtie-ulei, în [2], [3], [4], [5], fără nici o îngrădire, se utilizează această lege, adoptînd „regula celor 8 grade"; în ghidul de sarcină pentru transformatoare, elaborat de CEI, precum în [6], [7], [8] de asemenea se aplică legea redată de relația (1), adoptînd însă „regula celor 6 grade". În [9] se indică „relații empirice" utilizate la calculul duratei de viață a materialelor electroizolante de diferite clase, aceste relații empirice fiind identice cu relația (1); autorul lucrării precizează valorile constantelor de material pentru diferite clase de izolație.

Larga utilizare a relației (1), deși din punctul de vedere al reflectării fenomenului fizic real relația (2) e mult mai exactă, se explică prin faptul că metodele de calcul de care se dispune în vederea aplicării legii date de relația (2), cînd temperatura la care se expune materialul electroizolant variază exponențial în raport cu timpul, sînt foarte deficitare.

Probabil cu scopul de a justifica utilizarea largă a relației (1) în locul relației (2), în literatura tehnică apar numeroase comparații efectuate asupra celor două legi de durată de viață a materialelor electroizolante [10], [11], [12], etc. O constatare esențială care apare cu ocazia acestor comparații este că relația (1) rezultă din dezvoltarea în serie a relației (2) și reținerea primilor termeni ai seriei. Într-adevăr, pe această cale se poate determina corespondența între constantele din cele două relații:

$$\ln\alpha = \ln A + \frac{B}{273} \tag{4}$$

și

$$\beta = \frac{B}{273^2} \tag{5}$$

1. Aspectele înlocuirii legii duratei de viață exprimată de relația (2) prin cea exprimată de relația (1)

În [1] se prezintă metode de determinare a îmbătrînirii termice relative a materialelor electroizolante, în cazul variației exponențiale a temperaturii în raport cu timpul, putîndu-se aplica fie legea exprimată de relația (1), fie cea exprimată de relația (2). Metoda de calcul care are la bază legea dată de relația (1), e mult mai simplă decît cea care se bazează pe relația (2). Astfel și din punctul de vedere al aplicării în calcule a celor două legi de durată de viață se justifică tendința de a utiliza legea exprimată prin relația (1).

Metodele de calcul prezentate în [1] utilizează mărimea „factor de îmbătrînire termică relativă" sau „factor de uzură termică relativă", definită prin relațiile:

$$\rho = e^{-\beta(\theta_N - \theta)} \tag{6}$$

respectiv

$$\rho = e^{\left[\frac{B}{T_N} - \frac{B}{T}\right]} \tag{7}$$

* Dr. ing. *I. Heinrich* este profesor la Institutul politehnic „Traian Vuia" Timișoara, Facultatea electrotehnică Catedra de electroenergetică.

în care θ_N, respectiv T_N reprezintă „temperatura normală", semnificația acestei mărimi fiind precizată în [1]. Relația (6) e în concordanță cu legea duratei de viață a materialelor electroizolante exprimată prin relația (1), iar relația (7) e în concordanță cu legea exprimată prin relația (2).

Considerînd relația (6) ca obținută prin dezvoltarea în serie a relației (7) și reținerea primilor termeni ai seriei, corespondența între constantele de material β și B este cea precizată prin relația (5). Constanta de material B se determină prin încercări de îmbătrînire termică accelerată, efectuate în condiții de laborator. Dacă în calcule se aplică expresia dată de relația (6) a factorului relativ de îmbătrînire termică, în care constanta de material β se calculează cu relația (5), acest factor astfel se apreciază cu eroare. Expresia erorii absolute este:

$$\varepsilon_\rho = e^{\left[\frac{B}{T_N} - \frac{B}{T}\right]} - e^{-\beta(\theta_N - \theta)} \tag{8}$$

iar a celei relative este:

$$\varepsilon_\rho^* = \frac{e^{\left[\frac{B}{T_N} - \frac{B}{T}\right]} - e^{-\beta(\theta_N - \theta)}}{e^{\left[\frac{B}{T_N} - \frac{B}{T}\right]}} = 1 - \frac{e^{-\beta(\theta_N - \theta)}}{e^{\left[\frac{B}{T_N} - \frac{B}{T}\right]}} \tag{9}$$

Considerînd cazul concret al izolației hîrtieulei, utilizată în construcția transformatoarelor electrice, cu scopul de a urmări un exemplu

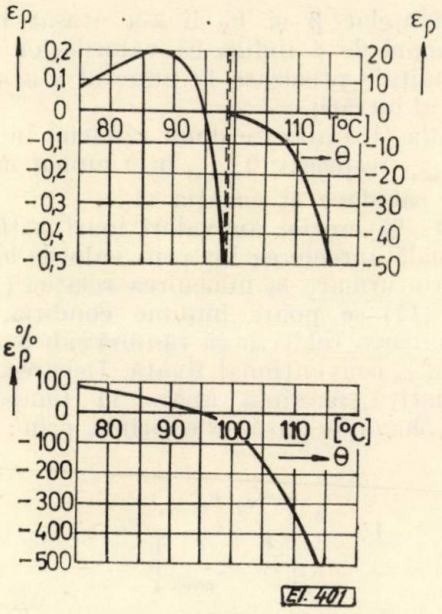


Fig. 1

numeric, se admite $B = 14573°K$, valoare justificată în [1]. Constanta β, pe baza relației (5) rezultă de $\beta = 0{,}1955°C^{-1}$. Prin utilizarea relației (6) în locul relației (7), factorul relativ de îmbătrînire termică ρ se apreciază cu erori, care se pot calcula cu relațiile (8) și (9), ele fiind reprezentate în figura 1. Această figură reflectă erori inadmisibil de mari, ceea ce scoate în evidență, că expresia lui ρ dată de relația (7) *nu se poate înlocui* cu expresia dată de relația (6), avînd la bază corelația dintre constantele de material exprimată prin relația (5), *dedusă pe baza constatării, conform căreia relația (1) rezultă din relația (2) prin dezvoltarea în serie a acesteia din urmă și reținerea primilor termeni ai seriei.* Erorile mari se explică prin aceea, că seria care rezultă prin dezvoltarea relației (2) nu este rapid convergentă și astfel nu se pot păstra doar primii termeni ai seriei. A reține însă mai mulți termeni ai seriei înseamnă a considera pe β drept funcție de temperatură. Același lucru îl exprimă unele lucrări [11], [12] sub forma constatării că variația de temperatură, care modifică durata de viață a materialului electroizolant de λ ori, este o funcție de temperatură:

$$\pm\Delta\theta = -\frac{(273+\theta)^2}{\frac{B}{\mp \ln\lambda} + (273 + \theta)}. \tag{10}$$

Considerarea lui β drept funcție de temperatură, înseamnă dificultăți deosebite din punctul de vedere al calculelor.

2. Înlocuirea metodei de calcul al îmbătrînirii termice relative, bazată pe legea exprimată de relația (2) printr-o metodă de calcul bazată pe legea exprimată de relația (1).

Din punctul de vedere al metodelor de calcul al îmbătrînirii termice relative a materialelor electroizolante, prezentate în [1], se poate pune problema înlocuirii expresiei lui ρ dată de relația (7) printr-o expresie de forma relației (6), și anume:

$$\rho = e^{-\beta(\theta'_N - \theta)} \tag{11}$$

în care θ'_N nu are semnificația temperaturii normale, ci e o constantă, care împreună cu β trebuie să se determine în funcție de constantele de material B și T_N în așa fel, ca relația (11) să aproximeze cu erori cît mai mici relația (7). Erorile de aproximare, în valoare absolută se exprimă prin:

$$\varepsilon_\rho = e^{\left[\frac{B}{T_N} - \frac{B}{T}\right]} - e^{-\beta(\theta'_N - \theta)} \tag{12}$$

iar în valoare relativă prin:

$$\varepsilon_\rho^* = 1 - \frac{e^{-\beta(\theta'_N - \theta)}}{e^{\left[\frac{B}{T_N} - \frac{B}{T}\right]}}. \tag{13}$$

În figura 2a și b sînt reprezentate curbele de variație ale lui ρ în raport cu temperatura, corespunzător relațiilor (7) și (11). În figura 2a s-a folosit o scară logaritmică, iar în figura

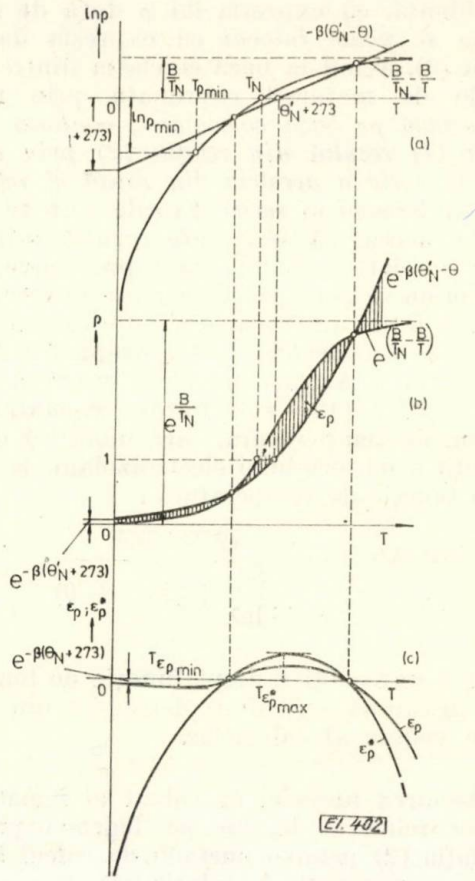


Fig. 2

2b o scară liniară pentru reprezentarea lui ρ. În figura 2a s-a introdus temperatura $T_{\rho min}$. Valoarea lui ρ scade cu temperatura. De obicei, în calcule se fixează convențional o valoare minimă a lui ρ, astfel încît dacă ρ are valori sub această valoare limită, el se neglijează. $T_{\rho min}$ e temperatura la care ρ ia valoarea ρ_{min}. Această temperatură rezultă din :

$$e^{\left[\frac{B}{T_N} - \frac{B}{T_{\rho min}}\right]} = \rho_{min} \qquad (14)$$

adică

$$T_{\rho min} = \frac{1}{\frac{1}{T_N} - \frac{\ln \rho_{min}}{B}}. \qquad (15)$$

Diferențele de ordonate corespunzătoare zonelor hașurate din figura 2b reprezintă eroarea ε_ρ, definită prin relația (12).

În figura 2c sînt reprezentate curbele de variație ale lui ε_ρ și ε^*_ρ definite prin relațiile (12) și (13). Din punctul de vedere al considerațiilor ce urmează, prezintă importanță minimul curbei lui ε_ρ. Temperatura la care are loc acest minim s-a notat cu $\theta_{\varepsilon\rho min}$, respectiv $T_{\varepsilon\rho min}$. De asemenea prezintă importanță maximul curbei lui ε^*_ρ, care are loc la temperatura notată cu $\theta_{\varepsilon^*\rho max}$, respectiv $T_{\varepsilon^*\rho max}$. Această temperatură se poate determina egalînd cu zero derivata în raport cu θ a relației (13). Astfel se obține :

$$T_{\varepsilon\rho max} = \sqrt{\frac{B}{\beta}}. \qquad (16)$$

3. Determinarea constantelor β și θ'_N în funcție de constantele de material B și T_N.

a) La $\theta < \theta'_N$, valorile absolute ale erorilor sînt mici. Valoarea cea mai mare a erorii în acest domeniu rezultă la temperatura $T_{\varepsilon\rho min}$. La înlocuirea relației (7) prin relația (11) se poate impune, ca eroarea ε_ρ la $T_{\rho min}$ să fie egală cu acea valoare a lui ρ, care în calcule se neglijează convențional și care în cele de mai înainte s-a notat cu ρ_{min}. Astfel :

$$e^{\left[\frac{B}{T_N} - \frac{B}{T_{\varepsilon\rho min}}\right]} - e^{-\beta_a(\theta'_{Na} - \theta_{\varepsilon\rho min})} = -\rho_{min}. \qquad (17)$$

Temperatura $T_{\varepsilon\rho min}$, respectiv $\theta_{\varepsilon\rho min}$ rezultă din egalarea cu zero a derivatei relației (12), deci :

$$\frac{B}{T^2_{\varepsilon\rho min}} e^{\left[\frac{B}{T_N} - \frac{B}{T_{\varepsilon\rho min}}\right]} - \beta_a e^{-\beta_a(\theta'_{Na} - \theta_{\varepsilon\rho min})} = 0. \qquad (18)$$

Constantelor β și θ'_N li s-a atașat indicele a cu scopul de a indica că valorile lor rezultă din condițiile precizate la punctul a al acestui capitol al lucrării.

Ecuația (18) admite două rădăcini în raport cu $T_{\varepsilon\rho min}$, respectiv $\theta_{\varepsilon\rho min}$, însă numai una din acestea satisface și ecuația (17).

La $\theta > \theta'_N$ erorile au valori mari, astfel încît e rațională aprecierea lor prin valorile lor relative. Prin urmare la înlocuirea relației (7) prin relația (11) se poate impune condiția, ca la $\theta > \theta'_N$ eroarea relativă să rămînă sub o valoare limită $\varepsilon^*_{\rho lim}$ convențional fixată. Deoarece eroarea relativă maximă apare la temperatura $T_{\varepsilon^*\rho max}$, condiția pusă se exprimă prin :

$$1 - \frac{e^{-\beta_a(\theta'_{N_a} - \theta_{\varepsilon^*\rho max})}}{e^{\left[\frac{B}{T_N} - \frac{B}{T_{\varepsilon^*\rho max}}\right]}} = \varepsilon^*_{\rho\,lim} \qquad (19)$$

care ținînd cont de relația (16) se poate scrie sub forma :

$$\beta_a \theta'_{N_a} + 273\,\beta_a - 2\sqrt{B\beta_a} + \frac{B}{T_N} + \ln[1 - \varepsilon^*_{\rho lim}] = 0. \qquad (20)$$

Din figura 2c reiese însă că la temperaturi mari erorile iau valori mari. Astfel înlocuirea relației (7) prin relația (11) în condițiile respectării unei erori relative limită $\varepsilon^*_{\rho\,\mathrm{lim}}$ se poate face numai pînă la o anumită temperatură limită. La această temperatură limită (mai mare decît $\theta^*_{\varepsilon\rho\max}$, respectiv $T^*_{\varepsilon\rho\max}$), eroarea relativă ia de asemenea valoarea $\varepsilon^*_{\rho\,\mathrm{lim}}$, deci :

$$-1+\frac{e^{-\beta_a(\theta'_{Na}-\theta\mathrm{lim}_a)}}{e^{\left[\frac{B}{T_N}-\frac{B}{T_{\mathrm{lim}_a}}\right]}}=\varepsilon^*_{\rho\,\mathrm{lim}} \qquad (21)$$

care se poate scrie sub forma :

$$\beta_a\theta'_N-\beta_a\theta_{\mathrm{lim}_a}+\frac{B}{T_N}-\frac{B}{T_{\mathrm{lim}_a}}+\ln\left[1+\varepsilon^*_{\rho\mathrm{lim}}\right]=0. \qquad (22)$$

Sistemul de ecuații format din relațiile (17), (18), (20) și (22) determină univoc necunoscutele $\beta_a, \theta'_{N_a}, Q_{\varepsilon\rho\mathrm{lim}}$ și θ_{lim_a}, dintre care, din punctul de vedere al utilizării rezultatelor, interesează β_a, θ'_{N_a} și θ_{lim_a}. În vederea rezolvării acestui sistem de ecuații se dau indicații în anexa I.

b) Dacă materialul electroizolant este expus unor temperaturi care depășesc valoarea θ_{lim_a} definită mai înainte, înlocuirea relației (7) prin relația (11) trebuie să aibă loc la alte valori ale constantelor β și θ'_N, care rezultă din condițiile expuse în continuare.

Condiția formulată mai înainte, ca în domeniul $\theta<\theta'_N$, ε_ρ la $T_{\varepsilon\rho\min}$ să fie egală cu $-\rho_{\min}$, se menține. Astfel rămîn valabile relațiile (17) și (18), în care însă constantelor β și θ'_N li se atribuie indicele b, indicînd că e vorba de valorile lor, ce rezultă din condițiile formulate în punctul b al acestui capitol al lucrării.

Se mai impune ca în domeniul $\theta>\theta'_N$ eroarea procentuală să fie cît mai mică, ceea ce se obține cînd ea are aceeași valoare la $\theta^*_{\varepsilon\rho\max}$ și la cea mai mare temperatură, care poate interveni în calcule. Această temperatură este cea maximă admisibilă la care se poate expune materialul electroizolant considerat, notată cu θ_{ma}. Evident, la cele două temperaturi indicate, erorile relative pot fi egale ca valoare, dar sînt cu semne opuse. Condiția formulată mai înainte se exprimă prin :

$$-1+\frac{e^{-\beta_b(\theta'_{Nb}-\theta_{ma})}}{e^{\left[\frac{B}{T_N}-\frac{B}{T_{ma}}\right]}}=1-\frac{e^{-\beta_b(\theta'_{Nb}-\theta^*_{\varepsilon\rho\max})}}{e^{\left[\frac{B}{T_N}-\frac{B}{T^*_{\varepsilon\rho\max}}\right]}} \qquad (23)$$

care ținînd cont de relația (16), se poate scrie sub forma :

$$e^{\left[-\beta_b\,\theta'_{Nb}+\beta_b\theta_{ma}-\frac{B}{T_N}+\frac{B}{T_{ma}}\right]}+$$

$$+e^{\left[-\beta_b\theta'_{Nb}-273\beta_b+2\sqrt{B\beta_b}-\frac{B}{T_N}\right]}-2=0. \qquad (24)$$

Sistemul de ecuații format din relațiile (17), (18) și (14) (în relațiile (17) și (18) considerînd pentru β și θ'_N indicele b) determină univoc necunoscutele β_b, θ'_{Nb} și $\theta_{\varepsilon\rho\min}$, dintre care, din punctul de vedere al utilizării rezultatelor, interesează β_b și θ'_{Nb}. Rezolvarea acestui sistem de ecuații are loc în modul indicat în anexa II.

În cele prezentate s-au pus două categorii distincte de condiții în privința înlocuirii relației (7) prin relația (11). Înlocuirea în condițiile de la punctul a duce la erori sub o anumită limită fixată în prealabil, dar ea nu se poate aplica decît în cazul cînd în cadrul procesului termic urmărit nu se depășește o anumită temperatură limită. În cazul cînd mașinile sau aparatele, a căror izolație se analizează, lucrează în sarcină variabilă în jurul sarcinii nominale, înlocuirea relației (7) prin relația (11) se poate realiza de obicei în condițiile de la punctul a. În cazul suprasarcinilor însă intervin temperaturi mai ridicate și de obicei se impune utilizarea condițiilor de înlocuire expuse în cadrul punctului b.

4. Înlocuirea relației (7) prin relația (11) pentru complexul de izolație hîrtie-ulei, utilizat în construcția transformatoarelor.

Conform celor arătate în [1], la baza calculelor se consideră următoarele :

— constanta de material B poate lua valori în domeniul $B = 11500 \ldots 17000$ °K ;

— constanta de material T_N poate lua valori în domeniul $T_N = 368 \ldots 371$ °K. Calculele se vor executa cu T^*_N drept parametru, la $T_N = 368$°K și $T_N = 371$°K ;

— se consideră că factorul relativ de îmbătrînire termică se poate neglija, cînd ajunge sub valoarea 0,1 ; astfel $\rho_{\min} = 0{,}1$;

— se admite $\varepsilon^*_{\rho\mathrm{lim}} = 0{,}01$ (deci eroare procentuală de 1%) ;

— se admite $\theta_{ma} = 140$°C.

a) Rezolvarea sistemului de ecuații format din relațiile (17), (18), (20) și (22), conform indicațiilor date în anexa I, în condițiile concrete precizate mai înainte, duce la rezultatele cuprinse în figura 3.

b) Rezolvarea sistemului de ecuații format din relațiile (17), (18) și (24), în primele două considerînd în locul lui β_a și θ'_{Na} pe β_b și θ'_{Nl}, conform indicațiilor din anexa II, în condițiile concrete precizate mai înainte, duce la rezultatele cuprinse în figura 4.

Dacă relația (7) se înlocuiește prin relația (11) în condițiile precizate în cadrul punctului a, calculele de îmbătrînire termică sînt afectate de erori sub 1%, ce se datoresc înlocuirii relațiilor. Dacă însă înlocuirea are loc în condițiile arătate în cadrul aliniatului b, erorile sînt mai mari. Aceste erori au fost calculate și reprezentate în figura 5, în care s-au trasat

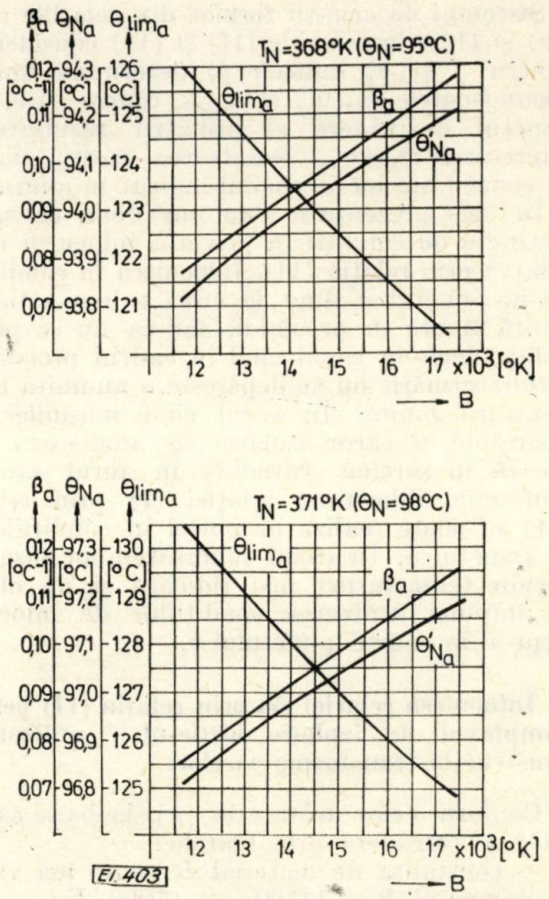


Fig. 3

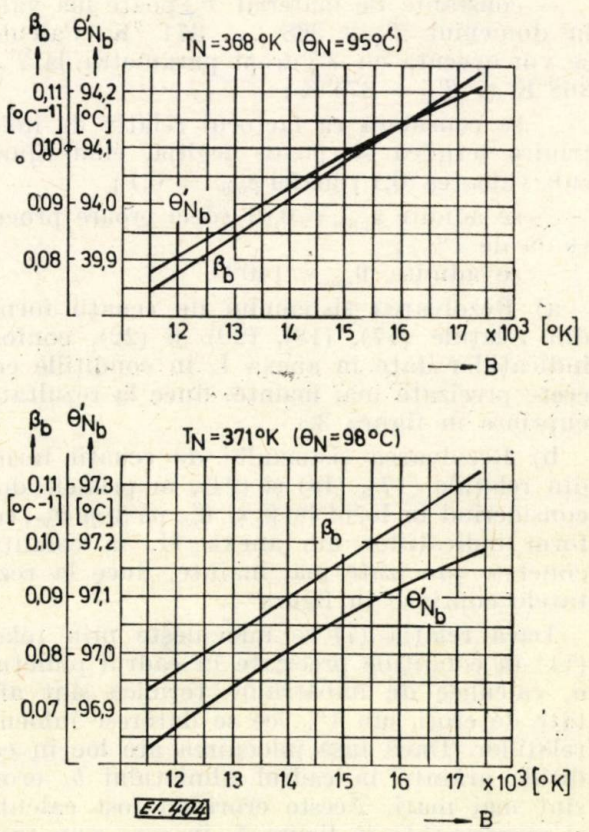


Fig. 4

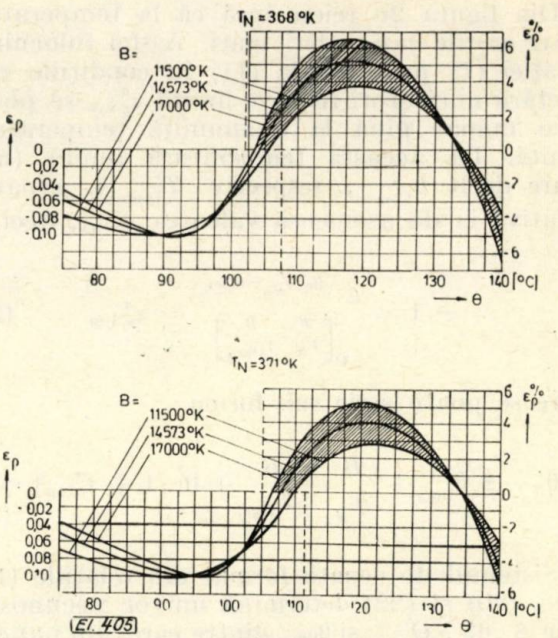


Fig. 5

curbele de erori pentru cele două valori limită ale lui B, adică $B = 11500$ °K și $B = 17000$°K

Astfel la alte valori ale lui B erorile se găsesc în zona haşurată. S-a mai trasat curba de variaţie a erorilor, la $B = 14573$ °K, care este valoarea cea mai probabilă a lui B. În domeniul $\theta < \theta'_N$ erorile s-au reprezentat prin valorile lor reale, iar în domeniul $\theta > \theta'_N$ s-au reprezentat erorile procentuale. Cele două domenii sînt separate în figură printr-o linie întreruptă. S-a procedat în modul arătat, deoarece la $\theta < \theta'_N$ s-a impus, ca valoarea reală a erorii să nu depăşească valoarea de 0,1, valoarea procentuală a erorii în acest domeniu neavînd nici o importanţă, iar în domeniul $\theta > \theta'_N$ s-a impus ca eroarea procentuală să fie cît mai mică.

5. Aplicarea metodei de substituire de calcul prezentată

Calculul îmbătrînirii termice relative a transformatoarelor, la o variaţie exponenţială a temperaturii la care se expun materialele electroizolante din transformatoare, fiind cunoscute constantele de material B şi T_N, se poate efectua respectînd legea duratei de viaţă dată de Büssing W., prin metoda de calcul expusă în [1], utilizînd familia de curbe din figura 7 (la proces termic de încălzire), respectiv familia de curbe din figura 8 (la proces termic de răcire) din lucrarea citată. Pe baza celor expuse în prezenta lucrare, în locul acestor familii de curbe se pot utiliza curba din figura 5 (la proces termic de încălzire), respectiv curba din figura 6 (la proces termic de răcire) din [1], în modul cum urmează.

Presupunem $B = 14573$ °K şi $T_N = 368$°K. Corespunzător se citesc :

— din fig. 3 : $\beta_a = 0{,}097°C^{-1}$, $\theta'_{Na} = 94{,}028°C$ şi $\theta_{lim_a} = 123°C$;

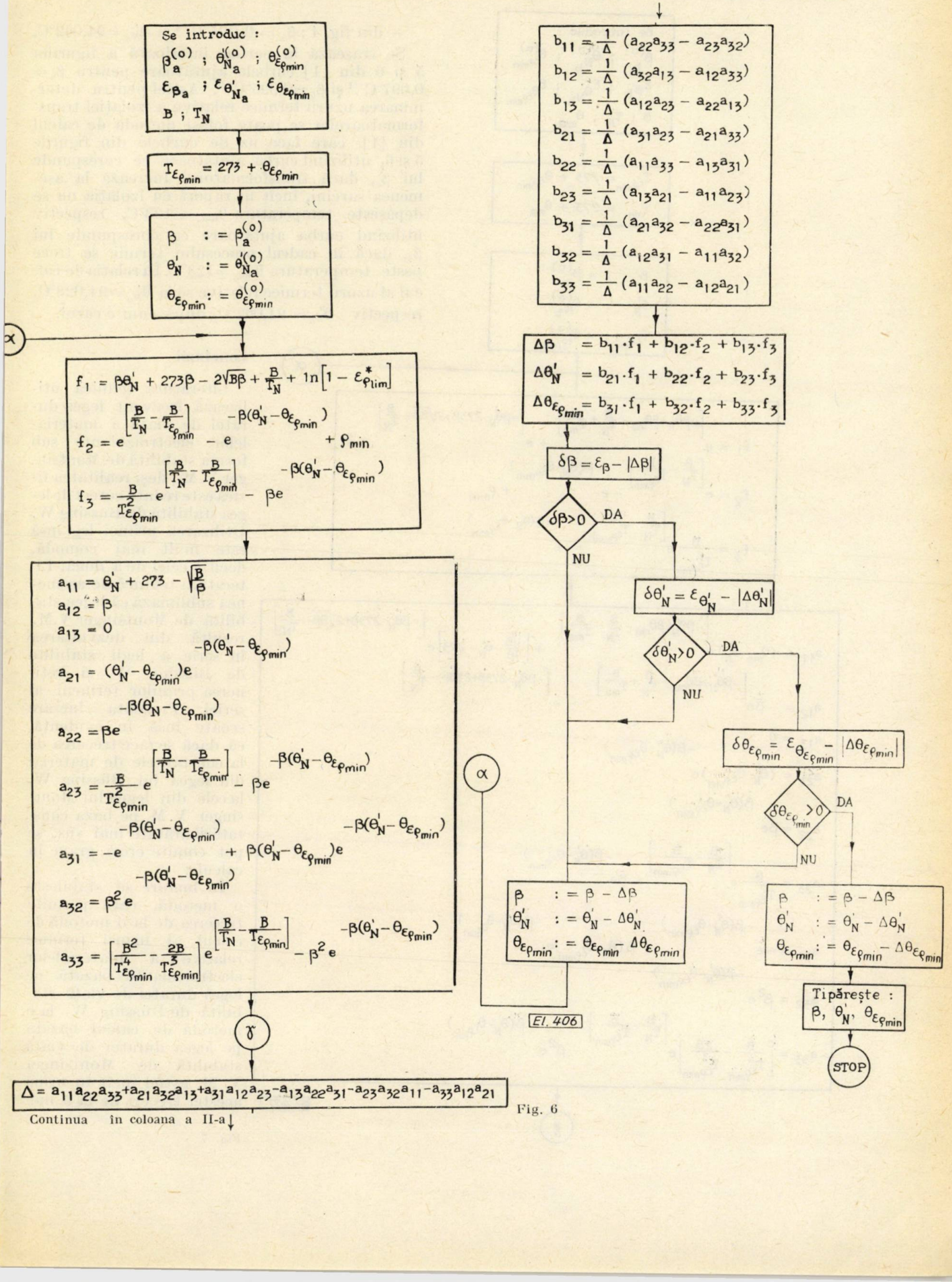

Se introduc :
$\beta_a^{(o)}$; $\theta'^{(o)}_{N_a}$; $\theta^{(o)}_{\varepsilon_{\varrho min}}$
ε_{β_a} ; $\varepsilon_{\theta'_{N_a}}$; $\varepsilon_{\theta_{\varepsilon_{\varrho min}}}$
B ; T_N
$T_{\varepsilon_{\varrho min}} = 273 + \theta_{\varepsilon_{\varrho min}}$
$\beta := \beta_a^{(o)}$
$\theta'_N := \theta'^{(o)}_{N_a}$
$\theta_{\varepsilon_{\varrho min}} := \theta^{(o)}_{\varepsilon_{\varrho min}}$
$f_1 = \beta\theta'_N + 273\beta - 2\sqrt{B\beta} + \frac{B}{T_N} + \ln\left[1 - \varepsilon^*_{\varrho lim}\right]$
$f_2 = e^{\left[\frac{B}{T_N} - \frac{B}{T_{\varepsilon_{\varrho min}}}\right]} - e^{-\beta(\theta'_N - \theta_{\varepsilon_{\varrho min}})} + \varrho_{min}$
$f_3 = \frac{B}{T^2_{\varepsilon_{\varrho min}}} e^{\left[\frac{B}{T_N} - \frac{B}{T_{\varepsilon_{\varrho min}}}\right]} - e^{-\beta(\theta'_N - \theta_{\varepsilon_{\varrho min}})} - \beta e$
$a_{11} = \theta'_N + 273 - \sqrt{\frac{B}{\beta}}$
$a_{12} = \beta$
$a_{13} = 0$
$a_{21} = (\theta'_N - \theta_{\varepsilon_{\varrho min}}) e^{-\beta(\theta'_N - \theta_{\varepsilon_{\varrho min}})}$
$a_{22} = \beta e^{-\beta(\theta'_N - \theta_{\varepsilon_{\varrho min}})}$
$a_{23} = \frac{B}{T^2_{\varepsilon_{\varrho min}}} e^{\left[\frac{B}{T_N} - \frac{B}{T_{\varepsilon_{\varrho min}}}\right]} - \beta e$
$a_{31} = -e^{-\beta(\theta'_N - \theta_{\varepsilon_{\varrho min}})} + \beta(\theta'_N - \theta_{\varepsilon_{\varrho min}}) e^{-\beta(\theta'_N - \theta_{\varepsilon_{\varrho min}})}$
$a_{32} = \beta^2 e^{-\beta(\theta'_N - \theta_{\varepsilon_{\varrho min}})}$
$a_{33} = \left[\frac{B^2}{T^4_{\varepsilon_{\varrho min}}} - \frac{2B}{T^3_{\varepsilon_{\varrho min}}}\right] e^{\left[\frac{B}{T_N} - \frac{B}{T_{\varepsilon_{\varrho min}}}\right]} - \beta^2 e^{-\beta(\theta'_N - \theta_{\varepsilon_{\varrho min}})}$
$\Delta = a_{11}a_{22}a_{33} + a_{21}a_{32}a_{13} + a_{31}a_{12}a_{23} - a_{13}a_{22}a_{31} - a_{23}a_{32}a_{11} - a_{33}a_{12}a_{21}$
Continua în coloana a II-a
$b_{11} = \frac{1}{\Delta}(a_{22}a_{33} - a_{23}a_{32})$
$b_{12} = \frac{1}{\Delta}(a_{32}a_{13} - a_{12}a_{33})$
$b_{13} = \frac{1}{\Delta}(a_{12}a_{23} - a_{22}a_{13})$
$b_{21} = \frac{1}{\Delta}(a_{31}a_{23} - a_{21}a_{33})$
$b_{22} = \frac{1}{\Delta}(a_{11}a_{33} - a_{13}a_{31})$
$b_{23} = \frac{1}{\Delta}(a_{13}a_{21} - a_{11}a_{23})$
$b_{31} = \frac{1}{\Delta}(a_{21}a_{32} - a_{22}a_{31})$
$b_{32} = \frac{1}{\Delta}(a_{12}a_{31} - a_{11}a_{32})$
$b_{33} = \frac{1}{\Delta}(a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21})$
$\Delta\beta = b_{11}\cdot f_1 + b_{12}\cdot f_2 + b_{13}\cdot f_3$
$\Delta\theta'_N = b_{21}\cdot f_1 + b_{22}\cdot f_2 + b_{23}\cdot f_3$
$\Delta\theta_{\varepsilon_{\varrho min}} = b_{31}\cdot f_1 + b_{32}\cdot f_2 + b_{33}\cdot f_3$
$\delta\beta = \varepsilon_\beta - |\Delta\beta|$
$\delta\beta > 0$
DA
NU
$\delta\theta'_N = \varepsilon_{\theta'_N} - |\Delta\theta'_N|$
$\delta\theta'_N > 0$
DA
NU
$\delta\theta_{\varepsilon_{\varrho min}} = \varepsilon_{\theta_{\varepsilon_{\varrho min}}} - |\Delta\theta_{\varepsilon_{\varrho min}}|$
$\delta\theta_{\varepsilon_{\varrho min}} > 0$
DA
NU
$\beta := \beta - \Delta\beta$
$\theta'_N := \theta'_N - \Delta\theta'_N$
$\theta_{\varepsilon_{\varrho min}} := \theta_{\varepsilon_{\varrho min}} - \Delta\theta_{\varepsilon_{\varrho min}}$
$\beta := \beta - \Delta\beta$
$\theta'_N := \theta'_N - \Delta\theta'_N$
$\theta_{\varepsilon_{\varrho min}} := \theta_{\varepsilon_{\varrho min}} - \Delta\theta_{\varepsilon_{\varrho min}}$
Tipărește : β, θ'_N, $\theta_{\varepsilon_{\varrho min}}$
STOP
EI. 406

Fig. 6

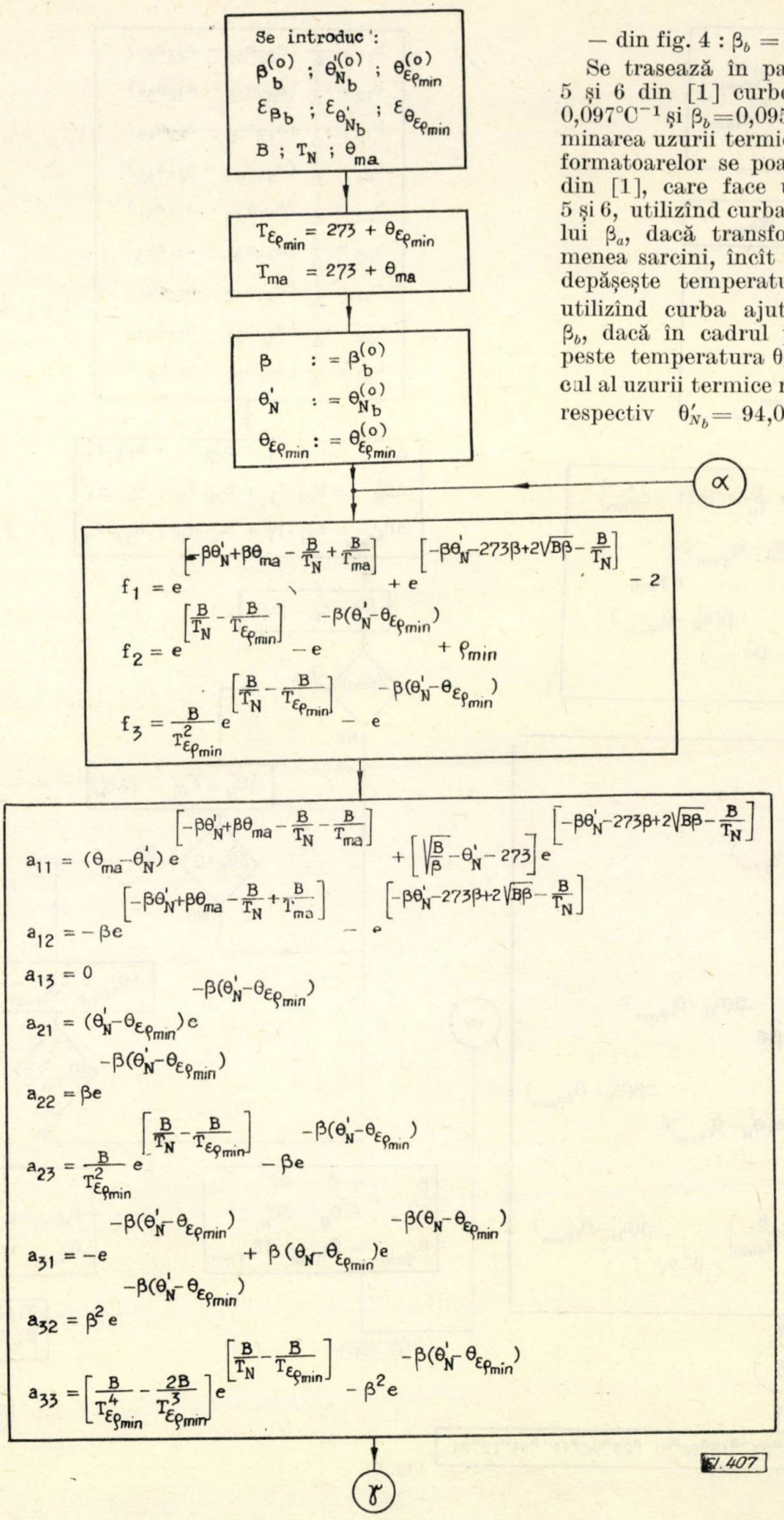


Fig. 7

— din fig. 4 : $\beta_b = 0{,}095°C^{-1}$ și $\theta'_{N_b} = 94{,}062°C$.

Se trasează în partea inferioară a figurilor 5 și 6 din [1] curbele ajutătoare pentru $\beta_a = 0{,}097°C^{-1}$ și $\beta_b = 0{,}095°C^{-1}$. Astfel pentru determinarea uzurii termice relative a izolației transformatoarelor se poate folosi metoda de calcul din [1], care face uz de curbele din figurile 5 și 6, utilizînd curba ajutătoare ce corespunde lui β_a, dacă transformatorul lucrează la asemenea sarcini, încît în raport cu izolația nu se depășește temperatura $\theta_{lim_a} = 123°C$, respectiv utilizînd curba ajutătoare ce corespunde lui β_b, dacă în cadrul procesului termic se trece peste temperatura $\theta_{lim_a} = 123°C$. În relația de calcul al uzurii termice relative se ia $\theta'_{N_a} = 94{,}028°C$, respectiv $\theta'_{N_b} = 94{,}062°C$, după cum e cazul.

Concluzii

Literatura tehnică utilizează frecvent legea duratei de viață a materialelor electroizolante sub forma stabilită de Montsinger V.M., deși realitatea fizică este redată corect de legea stabilită de Büssing W. Utilizarea primei legi însă este mult mai comodă, decît a celei de a doua. Literatura tehnică de asemenea subliniază că legea stabilită de Montsinger V.M. rezultă din dezvoltarea în serie a legii stabilite de Büssing W. și reținerea primilor termeni ai seriei. Prezenta lucrare scoate însă în evidență, că dacă se face trecerea de la constantele de material din legea lui Büssing W. la cele din legea lui Montsinger V.M. pe baza constatării arătate mai sus, se pot comite erori grave în calcule.

În lucrare se stabilește o metodă, care permite trecerea de la o metodă de calcul al uzurii termice relative a materialelor electroizolante bazată pe legea duratei de viață stabilită de Büssing W. la o metodă de calcul bazată pe legea duratei de viață stabilită de Montsinger V. M. astfel încît în urma acestei treceri de la o me-

todă de calcul mai complicată la alta mai simplă erorile introduse să fie foarte mici. Metoda de înlocuire prezentată e prelucrată numeric pentru izolația hîrtie-ulei, utilizată în construcția transformatoarelor electrice.

ANEXA I

Rezolvarea sistemului de ecuații format din relațiile (17), (18), (20) și (22).

Mărimea necunoscută θ_{lim_a} apare numai în relația (22). Astfel prima dată se rezolvă ecuațiile (17), (18) și (20) în raport cu necunoscutele β_a θ'_{N_a} și $\theta_{\varepsilon_{p\min}}$. În acest scop se poate aplica metoda aproximațiilor succesive a lui Newton :

$$\vec{x}^{(p+1)} = \vec{x}^{(p)} - W^{-1}[\vec{x}^{(p)}] \cdot \vec{f}[\vec{x}^{(p)}] \qquad (25)$$

în care :

$\vec{x}$ este matricea coloană a necunoscutelor sistemului de ecuații ;

$\vec{f}[\vec{x}]$ — matricea coloană a ecuațiilor ;

$W^{-1}[\vec{x}]$ — matricea inversă a matricei Iakobi a sistemului de ecuații considerat.

Astfel în relația (25) $\vec{x}^{(p)}$ reprezintă matricea coloană cu valorile necunoscutelor ce corespund aproximației de ordinul p ; $\vec{f}[\vec{x}^{(p)}]$ reprezintă matricea coloană cu valorile funcțiilor din matricea coloană $\vec{f}[\vec{x}]$ pentru valorile necunoscutelor corespunzătoare aproximației de ordinul p ; $W^{-1}[\vec{x}^{(p)}]$ reprezintă matricea inversă a matricii cu valorile termenilor matricei Iakobi $W[\vec{x}]$ pentru valorile necunoscutelor ce corespund aproximației de ordinul p. În urma aplicării relației (25) rezultă $\vec{x}^{(p+1)}$, adică matricea coloană cu valorile necunoscutelor ce corespund aproximației de ordinul $p + 1$.

Calculele se pot efectua cu un calculator numeric după schema din figura 6 în care prin a_{ij} s-au notat termenii matricei Iakobi, prin b_{ij} termenii matricei inverse matricei Iakobi, iar prin $\Delta\beta$, $\Delta\theta'_N$ și $\Delta\theta_{\varepsilon_{p\min}}$ corecțiile ce se aduc valorilor variabilelor în urma unui ciclu de aproximație, adică :

$$\overrightarrow{\Delta x}^{(p)} = W^{-1}[\vec{x}^{(p)}] \cdot \vec{f}[\vec{x}^{(p)}]. \qquad (26)$$

Ca date inițiale se introduc în calculator valorile inițiale apreciate ale variabilelor $\beta_a^{(0)}$, $\theta'^{(0)}_{N_a}$ și $\theta^{(0)}_{\varepsilon_{p\min}}$, precum și valorile abaterilor admise ale variabilelor ε_{β_a}, $\varepsilon_{\theta'_{N_a}}$, și $\varepsilon_{\theta\varepsilon_{p\min}}$

După obținerea valorilor lui β_a, θ'_{N_a} și $\theta_{\varepsilon_{p\min}}$ se rezolvă ecuația (22) în raport cu necunoscuta θ_{lim_a}. Această ecuație admite două rădăcini în raport cu această necunoscută, una fiind mai mare, cealaltă mai mică decît θ'_N. Desigur, interesează doar rădăcina de valoare mai mare decît θ'_N.

ANEXA II

Rezolvarea sistemului de ecuații format din relațiile (17), (18) (în care β și θ'_N se consideră cu indicele b) și (24).

Sistemul de ecuații indicat se poate rezolva prin metoda aproximațiilor succesive a lui Newton, prezentată în anexa I.

Calculele se pot efectua cu un calculator numeric după schema din figura 7. De la faza γ schema se continuă la fel ca și cea din figura 6.

Bibliografie

[1] *Heinrich, I.* Determinarea îmbătrînirii termice relative a materialelor electroizolante în cazul unei variații exponențiale a temperaturii. În : Electrotehnica **19**, nr. 7, 1971, p. 256.

[2] *Baranov, V. M.* și *Fedosenko, R. Ia.* O dopustimoi peregruzke transformatorov v gorodskih setiah. În : Elektriceskie stanții, **33**, nr. 3, 1962, p. 76.

[3] Guide for loading oil-immersed distribution and power transformers. Appendix to american standard power and distribution transformers. A.S.A., 1962.

[4] *Norris, E. T.* Loading of power transformers. În : Proceedings I.E.E., **114**, nr. 2, 1967, p. 228.

[5] *Șnifer, L. M.* Nagruzocinaia sposobnosti silovîh transformatorov. Moscova, Leningrad, Gosenergoizdat, 1963.

[6] *Favez, B.* Considérations générales sur la détermination des règles de charge des transformateurs. În : Revue Générale de l'Electricité, **78**, nr. 7—8, 1969, p. 749.

[7] *Salgues, F.* Définition et justification des limites thermiques prises et compte pour fixer les règles de charge des transformateurs d'interconnexion et de livraison à la Distribution d'Electricité de France. În : Revue Générale de l'Electricité, **78**, nr. 7—8, 1969, p. 754.

[8] *Weber, W.* Überlastbarkeit von Transformatoren. În : Conti Elektro — Berichte, Okt/Dec., 1968, p. 175.

[9] *Mantrov, M. I.* Srok slujbi izolații elektriceskih mașin pri teplovoi starenii. În : Elektricestvo, nr. 6, 1959, p. 68.

[10] *Malmlöw, G.* Thermal aging properties of cellulose insulation materials. În : Acta Politechnica Stockholm 2, nr. 2, 1949.

[11] *Frentz, H. I.* Zur Berechnung der Lebensdauer elektrischer Izolierstoffe bei konstanten und veränderlichen Alterungstemperaturen. În : ETZ-A, **78**, nr. 4, 1957, p. 156.

[12] *Iglisch, I.* Zu den Lebensdauergesetzen elektrischer, Maschinen. În : ETZ-A, **78**, nr. 10, 1957, p. 356.

Intrat în redacție la 6. III. 1972

Solicitări la forţele electrodinamice din căile de curent ale separatoarelor rotative de înaltă tensiune

BERCU HERŞCOVICI* — Craiova

CZ 621.316.545.1.9141.32

Separatoarele de înaltă tensiune, adică de tensiuni nominale de 110 kV şi peste 110 kV, se realizează de obicei în soluţie constructivă de tip rotativ [1]; astfel, avînd calea de curent montată pe izolatoare suport înalte şi cu profil suplu, este de aşteptat ca să apară şi oscilaţii mecanice ale acestora sub acţiunea forţelor electrodinamice la curenţii de scurtcircuit din calea de curent.

Studii recente [2] au evidenţiat complexitatea problemelor ridicate de aceste oscilaţii la solicitările barelor din instalaţiile de înaltă tensiune datorită luării în considerare a elasticităţii izolatoarelor suport, arătînd erorile care apar prin considerarea lor ca suporţi rigizi.

Concluziile acestor studii stau la baza lucrării de faţă, avînd în vedere faptul că oscilaţiile mecanice pot fi surse de avarii grave în funcţionarea separatoarelor de înaltă tensiune.

Ipoteze şi scheme de studiu

Structura mecanică a separatorului rotativ de înaltă tensiune se consideră de forma unui cadru ca în figura 1; cum se vede, se ţine seamă că izolatoarele suport de înaltă tensiune nu sînt rigide, elasticitatea lor ducînd la complicarea proceselor de oscilaţie sub acţiunea forţelor electrodinamice.

Se consideră sistemul ca avînd parametri concentraţi şi deci — cu referire la figura 1, se impun două ipoteze de studiu:

a) ipoteza cadrului continuu, corespunzînd unei îmbinări rigide (încastrare) în contactul din poziţia *3*, ceea ce duce la modelul mecanic cu trei mase oscilante din figura 2 a;

b) ipoteza cadrului întrerupt în dreptul contactului din poziţia *3*, presupus ca o îmbinare liberă; în acest caz semicalea de curent se obţine ca o grindă în consolă şi sistemul duce la modelul mecanic cu două mase oscilante din figura 2 b. Aceste mase se presupun concentrate în centrele de simetrie ale căilor de curent şi respectiv ale izolatoarelor suport din figura 1 (poziţia *1* şi respectiv poziţia *2*).

Avînd în vedere valorile parametrilor de material la torsiunea porţelanului de la poziţia *2*, din figura 1, în raport cu cele de la încovoierea porţelanului şi mai ales ale cuprului de la poziţia *1*, din figura 1 [3], se vor neglija deformaţiile şi oscilaţiile de torsiune în raport cu cele de încovoiere.

* Ing. *B. Herşcovici* este conferenţiar la Facultatea de Electrotehnică a Universităţii din Craiova.

În aceste condiţii modelele mecanice din figura 2 se vor putea reprezenta prin scheme cu trei noduri (pentru modelul din figura 2 *a*) şi respectiv cu două noduri (pentru modelul din figura 2 b) [4].

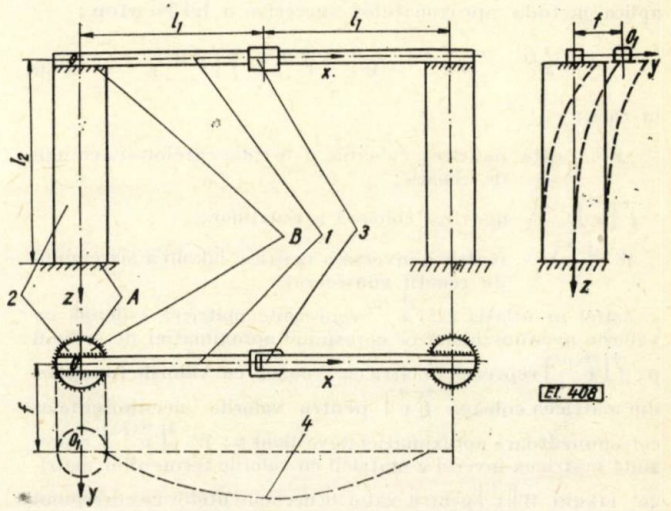


Fig. 1. Structura mecanică a separatorului rotativ de înaltă tensiune:

1 — calea de curent; *2* — izolatorul suport din porţelan; *3* — contactul mobil; *A* — încastrare rigidă; *B* — îmbinare încastrată a părţii 1 cu partea 2; *4* — fibra neutră a poziţiei *1* deformată sub acţiunea forţelor electrodinamice; *f* — săgeata punctului 0 care ajunge în O_1 sub acţiunea deformării de încovoiere a poziţiei *2*.

Această reprezentare este comodă şi avantajoasă întrucît permite folosirea analogiei dinamice nodale, la care corespund criteriile de echivalenţă din tabela 1. Cu aceste criterii se reprezintă în figura 3, schemele electrice echivalente (analogii electrici pasivi) ale mode-

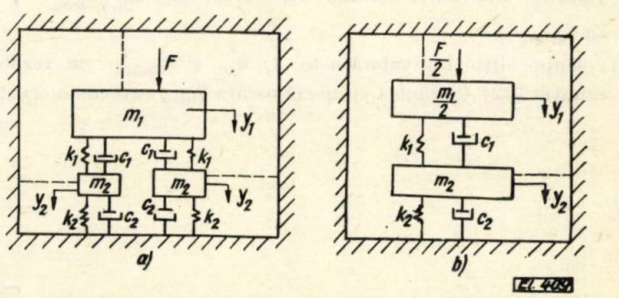


Fig. 2. Modelele mecanice ale structurii din figura 1 în două ipoteze de studii:

a) trei mase oscilante; *b*) două mase oscilante F — forţa perturbatoare electrodinamică care acţionează pe lungimea $2\,l_1$ a căii de curent N; m_1 — masa întregii căi de curent cu lungimea $2l_1$ kg; m_2 — masa izolatorului suport (lungimea = l_2), kg; K_1 — constanta elastică la încovoiere a căii de curent, $N.m^{-1}$; K_2 — constanta elastică la încovoiere a izolatorului suport, $N.m^{-1}$; c_1 — coeficientul de amortizare la încovoiere al materialului căii de curent, $N.m^{-1}$ s; c_2 — coeficientul de amortizare la încovoiere al materialului izolatorului suport, $N.m^{-1}$ s; y_1 — deplasarea centrului de simetrie al căii de curent, m; y_2 — deplasarea centrului de simetrie al izolatorului suport, m.

Tabela 1

Criteriile de echivalenţă pentru analogia nodală la încovoiere cu referire la schemele din figurile 2 şi 3.

Sistemul mecanic			Sistemul electric		
Parametrul	simbol	dimensiuni	Parametrul	simbol	dimensiuni
masa	m	kg	Capacitatea	C	F
forţa	F	N	curentul	i_m	A
constanta elastică	K	$N \cdot m^{-1}$	inversa inductanţei	$\frac{1}{L}$	H^{-1}
coeficientul de amortizare	c	$N \cdot m^{-1} \cdot s$	conductanţa	$G = \frac{1}{R}$	Ω^{-1}
deplasarea	y	m	impulsul de tensiune	$\int_0^t u\,dt$	$V \cdot s$
viteza de deplasare	$\frac{dy}{dt}$	$m \cdot s^{-1}$	tensiunea	u	V
acceleraţia de deplasare	$\frac{d^2y}{dt}$	$m \cdot s^{-2}$	derivata tensiunii în raport cu timpul	$\frac{du}{dt}$	$V \cdot s^{-1}$

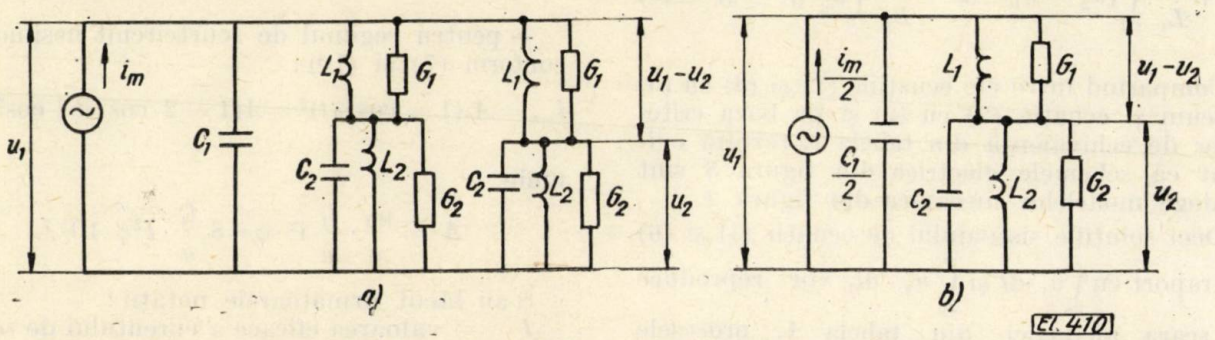


Fig. 3. Schemele electrice echivalente ale modelelor mecanice din figura 2, reprezentate pe baza analogiei nodale, cu criteriile de echivalenţă din tabela 1

lelor mecanice din figura 2 (schema din fig. 3 a corespunde modelului din fig. 2 a, iar schema din fig. 3 b corespunde modelului din fig. 2b)[4].

Apare evident că neglijarea torsiunii şi simetria cadrului din figura 1 rezultată prin identitatea celor două izolatoare suport şi a celor două jumătăţi ale căii de curent, face ca la ambele variante (a şi b) din figurile 2 şi 3 să se obţină oscilaţii cu două grade de libertate.

Ecuaţiile de calcul

Ecuaţiile diferenţiale ale oscilaţiilor mecanice se obţin prin aplicarea legii a doua a lui Newton şi a principiului d'Alembert la modelele mecanice din figurile 2 a şi 2 b [5], [6], rezultînd :

a) pentru modelul mecanic din figura 2 a

$$m_1 \cdot \frac{d^2y_1}{dt^2} + 2c_1 \cdot \left(\frac{dy_1}{dt} - \frac{dy_2}{dt}\right) + 2k_1 \cdot (y_1 - y_2) = F \qquad (1)$$

$$m_2 \cdot \frac{d^2y_2}{dt^2} + c_1\left(\frac{dy_2}{dt} - \frac{dy_1}{dt}\right) + c_2\frac{dy_2}{dt} + k_1(y_2 - y_1) + k_2y_2 = 0\,; \qquad (2)$$

b) pentru modelul mecanic din figura 2b

$$\frac{m_1}{2} \cdot \frac{d^2y_1}{dt^2} + c_1 \cdot \left(\frac{dy_1}{dt} - \frac{dy_2}{dt}\right) + k_1 \cdot (y_1 - y_2) = \frac{F}{2} \qquad (3)$$

adică ecuaţia (1) de mai sus ; a doua ecuaţie pentru acest model se obţine identică cu ecuaţia (2) de mai sus.

Rezultă deci o identitate perfectă între cele două modele mecanice din figurile 2 a şi 2 b ; acest lucru apare evident şi din analiza mobilităţilor (inversele impedanţelor mecanice) complexe cuplate în paralel [7] în figura 2 a :

$-\frac{j}{\omega_m m_2}$; $j\frac{\omega_m}{k_{1,2}}$ şi $\frac{1}{c_{1,2}}$, unde ω_m este pulsaţia

mecanică a forței perturbatoare F presupusă armonică, iar $j = \sqrt{-1}$.

Aceeași identitate rezultă și între cele două scheme electrice din figurile 3 a și 3 b, ecuațiile diferențiale ale acestora obținîndu-se prin aplicarea teoremelor Kirchhoff [8]:

$$\frac{C_1}{2}\cdot\frac{du_1}{dt} + G_1\cdot(u_1 - u_2) + \frac{1}{L_1}\cdot\int_0^t (u_1 - u_2)\cdot dt = \frac{i_m}{2} \quad (4)$$

$$C_2\cdot\frac{du_2}{dt} + G_2 u_2 + \frac{1}{L_2}\cdot\int_0^t u_2\cdot dt =$$

$$= \frac{1}{L_1}\cdot\int_0^t (u_1 - u_2)\cdot dt + G_1 (u_1 - u_2) \quad (5)$$

Ecuația (5) devine, prin transformări simple:

$$C_2\cdot\frac{du_2}{dt} + G_1\cdot(u_2 - u_1) + G_2\cdot u_2 +$$

$$+\frac{1}{L_1}\cdot\int_0^t (u_2 - u_1)\cdot dt + \frac{1}{L_2}\cdot\int_0^t u_2\cdot dt = 0 \quad (6)$$

Comparînd între ele ecuațiile (1) și (3) cu (5) precum și ecuația (2) cu (6) și pe baza criteriilor de echivalență din tabela 1, rezultă evident că schemele electrice din figura 3 sînt analoge modelelor mecanice din figura 2.

Deci soluțiile sistemului de ecuații (4) și (6) în raport cu $\int_0^t u_1\cdot dt$ și $\int_0^t u_2\cdot dt$, vor reproduce la scara analogiei din tabela 1, procesele dinamice ale deplasărilor y_1 și y_2 prin oscilațiile mecanice aferente centrelor de simetrie unde sînt concentrate masele m_1 și m_2, adică ale căii de curent (poziția *1*) și respectiv izolatorului suport (poziția *2*) din figura 1.

Soluțiile se obțin comod pe calculatorul analogic, ceea ce permite și eventuale optimizări.

Pentru găsirea coeficientului de scară la analogia între forța electrodinamică F din modelul mecanic din figura 2 și curentul electric i_m din schema electrică echivalentă (fig. 3), se scrie [9]:

$$F = \frac{\mu_0}{2\pi} i^2\cdot\frac{2l_1}{a}\cdot\varphi,\ N, \quad (7)$$

unde

$$\mu_0 = 4\pi\cdot 10^{-7},\ H\cdot m^{-1}; \quad (8)$$

l_1 — semilungimea căii de curent conform figurii 1, [m];

a — distanța între axele a doi poli învecinați, [m];

φ — coeficient care depinde de forma și dimensiunile geometrice ale căii de curent;

i — curentul de scurtcircuit, valoare instantanee, care parcurge calea de curent a separatorului, A.

Acest curent poate fi de forma:

$i_s = I\sqrt{2}\cdot\sin\omega t$ pentru scurtcircuitul simetric; (9)

$i_n \approx I\sqrt{2}\cdot(1 - \cos\omega t)$ pentru scurtcircuitul nesimetric. (10)

Expresia (10) rezultă în cazul defavorabil, luat de obicei ca reprezentativ pentru determinarea solicitărilor la forțele electrodinamice [9].

Deci curentul i_m din schema electrică echivalentă (figura 3) va avea forma:

— pentru regimul de scurtcircuit simetric, conform (7) și (9):

$$i_{ms} = A\cdot\sin^2\omega t; \quad (11)$$

— pentru regimul de scurtcircuit nesimetric, conform (7) și (10):

$$i_{mn} = A\cdot(1 - \cos\omega t)^2 = A(1 - 2\cdot\cos\omega t + \cos^2\omega t), \quad (12)$$

unde

$$A = \frac{\mu_0}{\pi}\cdot\frac{l_1}{a} I^2\cdot\varphi = 8\frac{l_1}{a}\cdot I^2\varphi\cdot 10^{-7}. \quad (13)$$

S-au făcut următoarele notații:

I — valoarea eficace a curentului de scurtcircuit simetric;

ω — pulsația curentului de scurtcircuit.

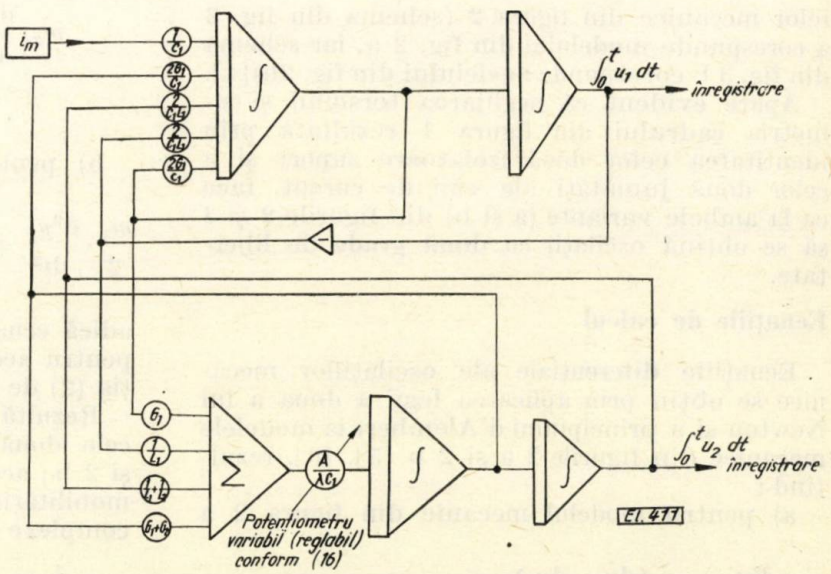


Fig. 4. Schema de principiu pentru rezolvarea pe calculatorul analogic a sistemului de ecuații integro-diferențiale (14) și (15).

Schemele pentru calculatorul analogic

Pentru rezolvarea pe calculatorul analogic, sistemul de ecuații integro-diferențiale (4) și (6) se transformă prin calcule elementare, aducîndu-se la forma următoare :

$$\frac{du_1}{dt} = \frac{1}{C_1}\cdot i_m + 2\frac{G_1}{C_1}\cdot(u_2 - u_1) + \\ + \frac{2}{C_1 L_1}\cdot\int_0^t (u_2 - u_1)\cdot dt \qquad (14)$$

$$\frac{du_2}{dt} = \frac{1}{\lambda\cdot C_1}\cdot\left[G_1 u_1 - (G_1 + G_2)\cdot u_2 + \right. \\ \left. + \frac{1}{L_1}\cdot\int_0^t u_1\,dt - \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2}\right)\cdot\int_0^t u_2\cdot dt\right] \qquad (15)$$

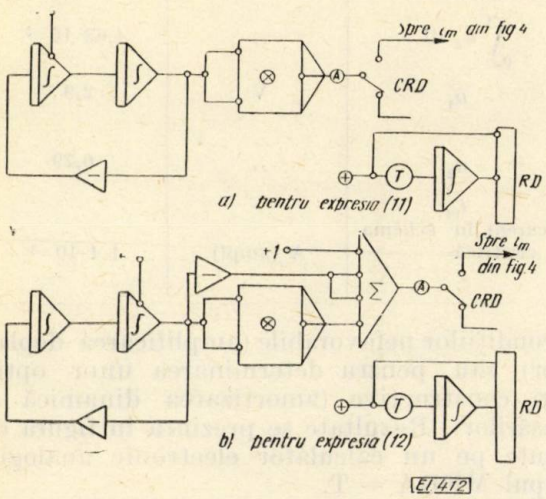
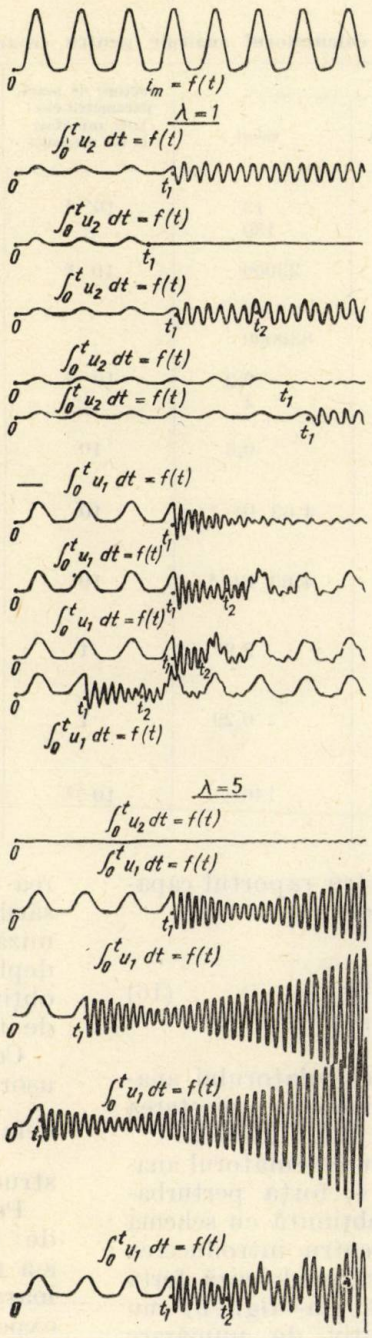


Fig. 5. Schema de principiu pentru generarea pe calculatorul analogic a funcției perturbatoare i_m :
RD – releu diferențial ; *CRD* – contactul releului diferențial ; *T* – durata impulsului de curent ; i_m – din expresiile (11) și (12).



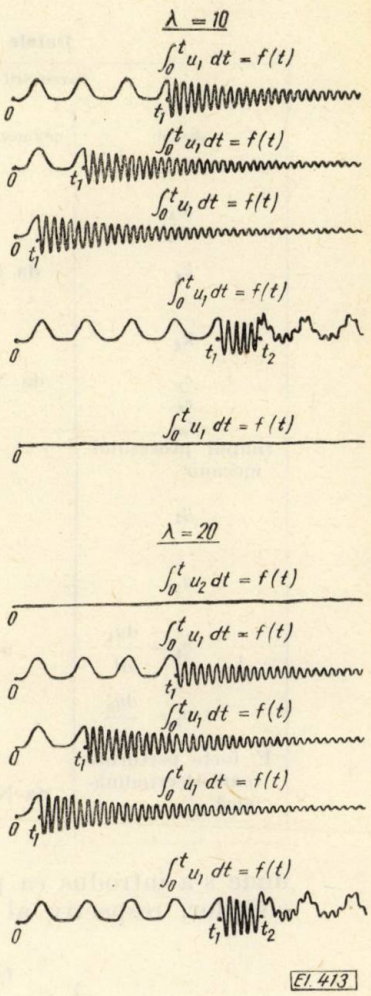


Fig. 6. Curbele obținute la calculatorul electronic → analogic cu schemele din figurile 4 și 5 pentru ecuațiile (sistemul) (14) și (15) :
$i_m = f(t)$ modelează forța perturbatoare ;
$\int_0^t u_1\cdot dt$ și $\int_0^t u_2\cdot dt$ modelează deplasările ;
întreruperea i_m la t_1, reintroducerea i_m la t_2.

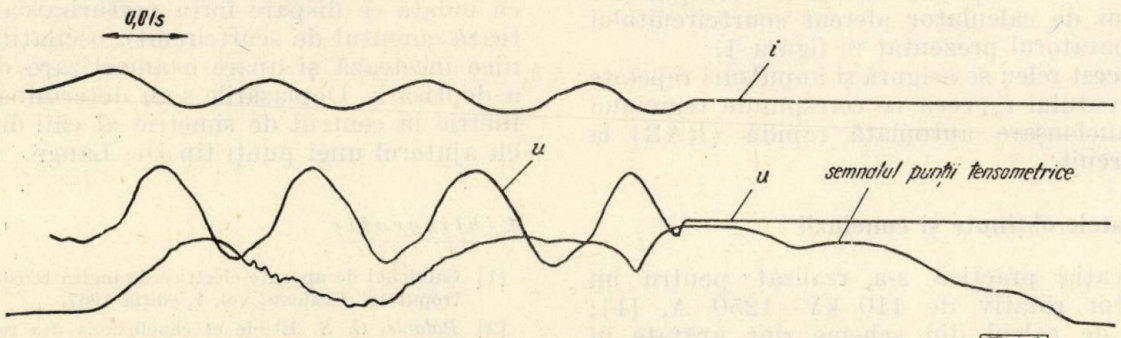


Fig. 7. Oscilograma obținută la măsurarea eforturilor electrodinamice între căile de curent a două separatoare (așezate paralel) de 110 kV, 1250A, cu ajutorul punții tensometrice.

Tabela 2

Datele pentru calculatorul analogic pentru separatorul de 110 kV – 1250 A [1]

Parametrii mecanici			Factorii de scară, parametrii electrici raportați la cei mecanici	Parametrii electrici analogi		
simbol	unitatea de măsură	valori		simbol	Unitatea de măsură	Valori
m_1	kg	13	10^{-4}	C_1	F	$1{,}3\cdot10^{-4}$
m_2	,,	130	,,	C_2	,,	$130\cdot10^{-4}$
k_1	da N m^{-1}	23000	10^{-6}	$\frac{1}{L_1}$	H^{-1}	$\frac{1}{43{,}5}$
k_2	,,	830000	,,	$\frac{1}{L_2}$	,,	$\frac{1}{1{,}21}$
c_1	da N·m·s^1	0,2	10^{-5}	G_1	$S = AV^{-1}$	$0{\cdot}2\cdot10^{-5}$
c_2	,,	4	,,	G_2	,,	$4\cdot10^{-5}$
t_m timpul procesului mecanic	s	0,8	10	t_e timpul procesului electric	s	8
y_1	m	$4{,}63\cdot10^{-3}$	10	$\int_0^t u_1\,dt$	Vs	$46{,}3\cdot10^{3}$
y_2	,,	$4{,}63\cdot10^{-4}$	10	$\int_0^t u_2\,dt$	,,	$4{,}63\cdot10^{-3}$
$v_1 = \frac{dy_1}{dt}$	ms^{-1}	2,9	1	u_1	V	2,9
$v_2 = \frac{dy_2}{dt}$	,,	0,29	1	u_2	,,	0,29
F. forța perturbatoare electrodinamică	da·N (ampl)	140	10^{-5}	i_m curent în schema electrică	A (ampl)	$1{,}4\cdot10^{-3}$

unde s-a introdus ca parametru raportul capacităților, respectiv al maselor:

$$\lambda = \frac{C_2}{C_1} = \frac{m_2}{m_1}, \qquad (16)$$

pentru găsirea cu ajutorul calculatorului analogic a unei eventuale optimizări în proiectarea constructivă a separatorului din figura 1.

Schema de principiu pentru calculatorul analogic se prezintă în figura 4, forța perturbatoare electrodinamică fiind obținută cu schema din figura 5; se vede că pentru introducerea prin șoc a curentului i_m care modelează forța perturbatoare, s-a prevăzut (în fig. 5) un releu diferențial cu dispozitiv de numărare (integrare) a timpului, durată T corespunzînd timpului de calculator aferent scurtcircuitului din separatorul prezentat în figura 1.

Cu acest releu se asigură și impulsuri repetate ale curentului i_m, ceea ce corespunde regimului de reanclanșare automată rapidă (RAR) la scurtcircuit.

Rezultatele obținute și concluzii

Aplicația practică s-a realizat pentru un separator rotativ de 110 kV—1250 A, [1]; datele de calcul din scheme sînt arătate în tabela 2. Parametrul λ din (16) s-a variat în trepte apropiate și în limite largi, pentru găsirea condițiilor nefavorabile (amplificarea deplasărilor) sau pentru determinarea unor optimizări constructive (amortizarea dinamică a deplasărilor). Rezultate se prezintă în figura 6, obținute pe un calculator electronic analogic de tipul MEDA — T.

Comparînd între ele curbele obținute se pot ușor determina domeniile de valori favorabile și nefavorabile pentru $\lambda = \frac{m_2}{m_1}$ — parametru constructiv.

Pentru un separator rotativ de 110 kV. 1250A. de tipul „Electroputere" Craiova [1], la care s-a realizat condiția (16) pentru λ avînd o valoare din domeniul favorabil, s-au determinat experimental [10] solicitările la forțele electrodinamice de scurtcircuit (fig. 7). Se vede că îndată ce dispare forța perturbatoare (încetează curentul de scurtcircuit), oscilațiile mecanice încetează și apare o amortizare dinamică a deplasării. Deplasările s-au determinat tensometric în centrul de simetrie al căii de curent, cu ajutorul unei punți tip Dr. Lange.

Bibliografie

[1] Catalogul de aparate electrice de înaltă tensiune „Electroputere" Craiova, vol. 1, ediția 1967.

[2] *Palante, G. S.* Etude et conclusions des resultats de l'enquête sur les effets thermiques et dynamiques des forts courants de courtcircuit dans les postes à haute tension, în Electra nr. 12, 1969, p. 51—89.

[3] Manualul inginerului mecanic vol. I. Bucureşti, Ed. Tehnică, 1959.

[4] *Harris, M. C.* şi *Crede, E. C.* Şocuri şi vibraţii, vol. II. Bucureşti Ed. Tehnică 1968 (traducere din limba engleză — SUA) p. 291.

[5] *Silaş, Gh.* Mecanică. Vibraţii mecanice, Bucureşti Ed. Didactică şi Pedagogică, 1969, p. 118; 135; 146; 163 — 165.

[6] *Silaş, Gh.* ş.a. Culegere de probleme de vibraţii mecanice, vol. I. Bucureşti Ed. Tehnică 1967, p. 154; 175; 178; 181; 184; 236; 239; 307.

[7] *Harris, M.* şi *Crede, E. C.* Şocuri şi vibraţii vol. I. Bucureşti, Ed. Tehnică, 1968, (Trad. din limba Engleză SUA) vol. I. p. 335—393.

[8] *Timotin, A.* ş.a. Lecţii de bazele electrotehnicii, Bucureşti, Ed. Didactică şi Pedagogică, 1970.

[9] *Hortopan, Gh.* Aparate Electrice, Bucureşti, Ed. Didactică şi Pedagogică, 1967.

[10] Încercarea la curenţi limită dinamici a separatoarelor de înaltă tensiune cu măsurarea eforturilor electrodinamice în diverse puncte pe căile de curent. Lucrarea din 30.03. 1971 a ICPE. Contract 194/1970 Elctroputere-Craiova.

Intrat în redacţie la 7. VI. 1972

Influenţa structurii electrozilor de gaz activaţi cu argint asupra performanţelor electrochimice ale pilelor cu combustibil şi pilelor metal-aer

O. RADOVICI, MARIA MAVRODIN-TĂRĂBÎC, IOANA ONACA şi I. SOLACOLU* — Bucureşti

CZ 621.352.6. Ag

Interesul deosebit de care se bucură studiul electrozilor de gaz din argint este justificat de eficienţa electrochimică pe care aceşti electrozi au arătat-o în reacţia de reducere a oxigenului în pile cu combustibil sau în pile de tip metal-aer şi este ilustrat de numărul mare de lucrări apărute în ultimii ani în literatura de specialitate, care se ocupă de activitatea catalitică a argintului în procesul de reducere a oxigenului [1]—[4], de studiul cineticii acestui proces [5], [6], de stabilirea influenţei diferiţilor parametri asupra reacţiei de reducere a oxigenului [7], [8] sau caută să stabilească o bază teoretică pentru elucidarea mecanismului acestei reacţii [9] — [11].

Studii recente [12] — [15] au arătat că, întrucît argintul, spre deosebire de alţi catalizatori (Au, Pt, Pd), nu se caracterizează printr-o absorbţie disociativă a oxigenului care să favorizeze reducerea sa directă, într-o singură etapă la ioni OH^-, această reacţie — în mediu alcalin, la temperaturi cuprinse între 25 şi 60°C — are loc cu formarea intermediară (într-o primă etapă) a unui ion peroxidril [16], [17]:

$$O_2 + H_2O + 2\,e^- \rightarrow O_2H^- + OH^-.$$

Descompunerea apei oxigenate formată în prima etapă are loc conform reacţiei:

$$H_2O_2 + 2\,e^- \rightarrow 2\,OH^-.$$

Reacţia de descompunere a apei oxigenate este etapa cea mai lentă şi deci cea care controlează viteza procesului de reducere a oxigenului. Ea este favorizată de prezenţa în electrod a catalizatorului de argint, care descompune apa oxigenată chiar în zona de reacţie.

Un alt factor care influenţează eficienţa electrochimică a electrozilor de gaz este geometria sistemului poros realizat. Numărul, repartiţia şi dimensiunile porilor joacă un rol determinant în reducerea polarizării electrozilor, deoarece în desfăşurarea reacţiilor de electrod un rol deosebit de important îl joacă difuzia speciilor ionice spre şi de la zona trifazică de reacţie (gaz-electrolit-catalizator). În acest fel, valoarea supratensiunii de difuzie este determinată de forma şi dimensiunea menisculului realizat în interiorul porului la limita de separare gaz-electrolit, deci de tipul de structură care caracterizează electrodul.

În cadrul lucrării de faţă ne-am propus să studiem eficienţa electrochimică pe care o prezintă diferitele tipuri de electrozi de gaz din argint în reacţia de reducere a oxigenului şi să determinăm corelaţia care există între structura şi performanţele electrochimice ale acestora. În acest scop am realizat în laborator electrozi de gaz din argint de tip MSK („Mono Skelet Katalyst" — electrozi cu pori cu diametre repartizate statistic în jurul aceleiaşi valori) cu pori mici (sub 5 microni) — electrod 1 — şi cu pori mari (aproximativ 50 microni) electrod 2 — , precum şi electrozi de tip DSK („Doppel Skelet Katalyst" — electrozi cu două feluri de pori: pori mari cu diametrul de aproximativ 50 microni şi pori mici cu diametrul mai mic de 5 microni) — electrozi de tip 3 — cu porozităţi globale diferite.

* *O. Radovici, Maria Mavrodin-Tărăbîc, Ioana Onaca* şi *I. Solacolu* lucrează la Centrul de Chimie Fizică — Bucureşti.

PARTEA EXPERIMENTALĂ

1. Electrozii

Electrozii au fost preparaţi utilizînd două substanţe poroformatoare : carbonat de argint (granule sub 5 microni) şi bicarbonat de amoniu (granule de aproximativ 50 microni). Aceste două substanţe, prin descompunere termică, degajă bioxid de carbon, respectiv, bioxid de carbon, amoniac şi apă, cu formare în masa materialului pastilat de spaţii libere (pori), iar prin variaţia raportului dintre ele s-au obţinut electrozi de gaz din argint cu o gamă variată de porozitate.

1.1. Prepararea substanţelor necesare realizării electrozilor.

Carbonat de argint. S-a obţinut prin amestecarea, sub agitare şi la întuneric, a unei soluţii de bicarbonat de sodiu cu o soluţie de azotat de argint. Carbonatul de argint precipitat, filtrat şi spălat, a fost uscat în vid la temperatura ambiantă şi în întuneric.

Oxid de argint s-a obţinut prin amestecarea sub agitare şi la întuneric a unei soluţii de hidroxid de sodiu cu o soluţie de azotat de argint. Oxidul de argint precipitat, filtrat şi spălat, a fost uscat în vid la temperatura ambiantă şi în întuneric.

Bicarbonat de amoniu, cu granulaţie de aproximativ 50 microni, a fost obţinut prin măcinare şi sortare, reţinîndu-se fracţiunea cuprinsă între sitele de 10000 şi 20000 ochiuri/cm^2.

1.2. Confecţionarea electrozilor

În scopul realizării unor electrozi de gaz de diferite tipuri de structuri şi cu o gamă variată de porozitate, s-au pregătit şase amestecuri, a căror compoziţie este prezentată în Tabela 1. Amestecurile au fost omogenizate timp de două ore, au fost presate în matriţe la o presiune de 4000 kgf/cm^2, obţinîndu-se electrozi de formă cilindrică, cu diametrul de 10 mm şi grosimea de 3 mm.

În vederea obţinerii structurii poroase dorite prin îndepărtarea substanţelor volatile, electrozii au fost încălziţi timp de 3 ore la temperatura de 140°C. (Menţionăm că electrozii caracterizaţi printr-o porozitate mai mare de 55% — electrozii 3.4 — nu au o rezistenţă mecanică suficientă care să permită montarea şi exploatarea lor).

După fixarea unor contacte electrice pe suprafaţa electrozilor, aceştia au fost montaţi în suporturi de sticlă şi au fost etanşaţi cu răşină epoxidică.

1.3. Activarea electrozilor

Pentru activare (reducerea oxidului de argint rezultat din descompunerea termică a carbonatului de argint la argint metalic catalitic activ), electrozii au fost supuşi unui proces de reducere electrochimică într-o soluţie de KOH 1 N, sub un curent de 10 mA/cm^2.

2. Caracterizarea electrozilor

În scopul caracterizării electrozilor din punct de vedere structural s-au efectuat :

— studiul dimensiunii şi repartiţiei porilor în masa electrodului prin examen microscopic, efectuat la un microscop metalografic tip MIM-7 ;

— determinări de porozitate totală (prin metoda ASTM) ;

— determinări de suprafaţă specifică internă (prin metoda BET [18], [19]), realizate cu ajutorul unui aparat prototip ICPE 6/1969.

În scopul caracterizării performanţelor electrochimice ale electrozilor de gaz din argint am studiat cinetica reacţiei de reducere a oxigenului pe aceşti electrozi, prin tehnică potenţiostatică, pe montajul din figura 1, utilizînd : potenţiostat tip CCF cu precizie de stabilizare a tensiunii de lucru de $\pm$ 1 mV, milivoltmetru electronic Radiometer 22 cu precizie de $\pm$1 mV, miliampermetru clasă 0,5, electrod de referinţă calomel saturat. Celula a fost confecţionată din polistiren şi a avut dimensiunile 120 × 72 × 56 mm, iar ca electrod auxiliar s-a folosit o bandă de nichel de mare puritate.

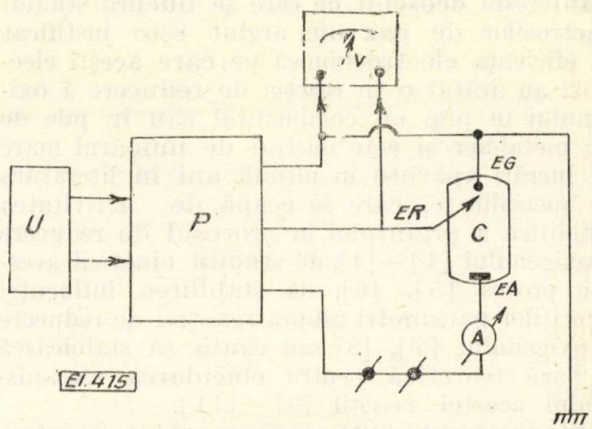


Fig. 1. Schema montajului potenţiostatic pentru studiul cineticii reducerii oxigenului pe un electrod de gaz :
U — tensiune pilot ; *P* — potenţiostat ; *C* — celulă ; *EG* — electrod de gaz ; *EA* — electrod auxiliar ; *ER* — electrod de referinţă ; *V* — milivoltmentru electronic ; *A* — miliampermetru.

Alimentarea cu oxigen la suprapresiune constantă a electrozilor s-a făcut cu ajutorul instalaţiei reprezentată schematic în figura 2.

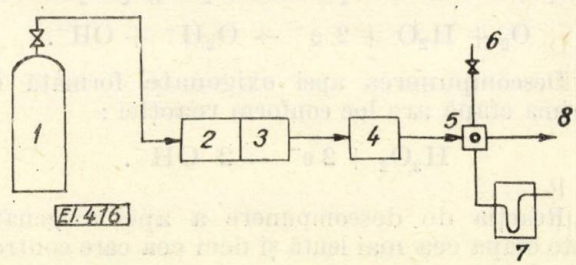


Fig. 2. Schema instalaţiei de alimentare a electrodului de gaz cu oxigen la suprapresiune constantă :
1 — butelie de gaz ; *2,3* — reductoare, *4* — ventil de reglaj fin ; *5* — distribuitor *6* — supapă de suprapresiune ; *7* — manometru cu mercur ; *8* — spre electrod

Pentru fiecare electrod, s-au trasat curbele de polarizare $\eta - I$, la diferite suprapresiuni ale oxigenului cuprinse între 25 și 400 mm Hg. Determinările s-au efectuat la temperatura de 25°C, folosind ca electrolit o soluție de KOH 5 N.

Treptele de tensiune aplicate au fost de 20 mV, citirile făcîndu-se după un interval de timp de 5 minute.

REZULTATE ȘI DISCUȚII

1. Caracterizarea electrozilor din punct de vedere structural

Examinarea microscopică a electrozilor de gaz a arătat o repartiție uniformă a porilor mici și a porilor mari în masa electrodului, așa cum reiese din microfotografiile prezentate în figurile 3—5.

Rezultatele determinărilor porozității globale a electrozilor, efectuate după metoda ASTM în toluen și suprafețele specifice interne ale acestora, determinate prin metoda BET, sînt prezentate în Tabela 1. (Datele din tabela 1 reprezintă valoarea medie pentru un număr de 5 probe.) Din rezultatele prezentate în această tabelă se constată că adăugarea de bicarbonat de amoniu (care prin descompunere termică formează pori mari) la carbonatul de argint conduce la reducerea apreciabilă a suprafeței specifice interne a electrozilor de gaz; aceasta însă, așa cum se va vedea din rezultatele determinărilor electrochimice, nu diminuează performanțele electrozilor, deoarece zona trifazică de reacție (gaz — electrolit — catalizator) este localizată în porii mari formați prin descompunerea bicarbonatului de amoniu, porii mici avînd rolul de a alimenta zona de reacție cu electrolit proaspăt și de a evacua produșii de reacție formați.

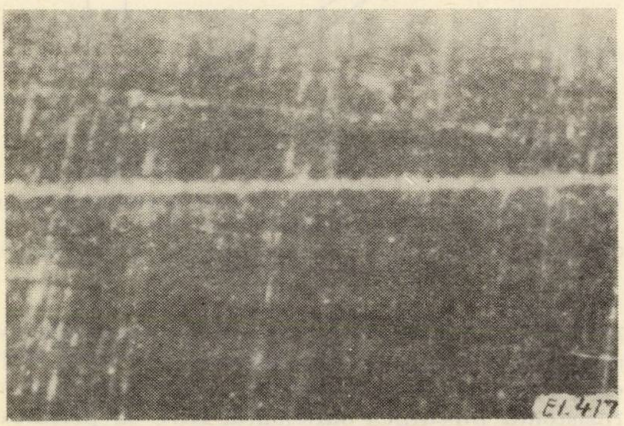


Fig. 3. Electrod de tip MSK cu pori mici (Microfotografie, 240 X.)

Fig. 4. Electrod de tip MSK cu pori mari (Microfotografie, 196 X.)

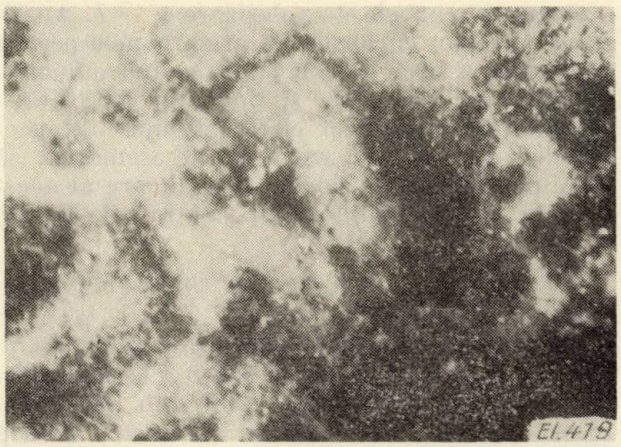


Fig. 5. Electrod de tip DSK (3.3). (Microfotografie, 196 X.)

Tabela 1

Compoziția, caracteristica, porozitatea globală și suprafața specifică internă a eletrolizilor de gaz.

Electrod	Compoziția			Tip de electrod	Porozitate totală	Suprafață specifică
	Ag_2CO_3	NH_4HCO_3	Ag_2O			
	%	%	%	—	%	cm^2/cm^3
1	100	—	—	MSK cu pori mici	8,35	24900
2	—	25	75	MSK cu pori mari	50,01	10200
3·1	93,75	6,25	—		21,13	22900
3·2	87,50	12,50	—	DSK cu pori mici și mari	33,05	17900
3·3	81,25	18,75	—	—	43,45	14100
3·4	75	25	—	—	58,59	12600

2. Dependența dintre structura și polarizarea electrozilor

În scopul stabilirii corelației existente între structura electrozilor de gaz realizați de noi și eficiența lor electrochimică în reacția de reducere a oxigenului, aceștia au fost studiați prin tehnică potențiostatică, la suprapresiuni ale oxigenului cuprinse între 25 și 400 mm Hg și

s-au trasat curbele de polarizare $\eta - I$. Analizarea acestor curbe de polarizare ne-a permis să tragem o serie de concluzii privind influenţa tipului de structură şi mărimii porozităţii asupra performanţelor electrochimice ale electrozilor de gaz din argint şi, de asemenea, să stabilim regimul optim de funcţionare al acestora în pile cu combustibil sau în pile de tip metal-aer.

2.1. Corelaţia dintre tipul de structură şi polarizarea electrodului

Curbele de polarizare prezentate în figura 6, pentru electrozii de gaz 1, 2 şi 3.3 la suprapresiunea oxigenului $\Delta P_{O_2} = 300$ mm Hg, ilustrează efectul favorizant al structurii de tip DSK asupra reacţiei de reducere a oxigenului în electrozii de gaz din argint. Astfel, la un curent de 50 mA, supratensiunea oxigenului are

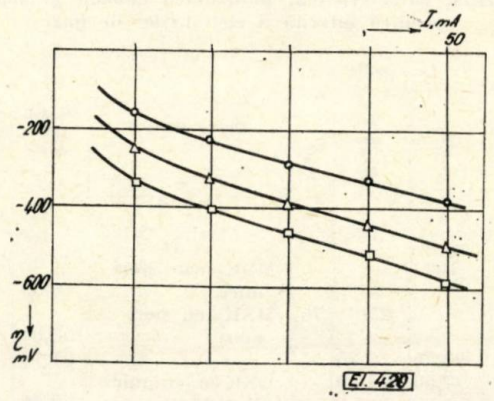


Fig. 6. Curbele de polarizare $\eta - I$ pentru diferitele tipuri de structuri ale electrozilor de gaz la $\Delta P = 300$ mm Hg.
□ Electrod 1 (MSK cu pori mici); Δ – Electrod 2 (MSK cu pori mari); O – Electrod 3.3. (DSK).

valoarea (raportată la electrodul normal de hidrogen) de — 50 mV în cazul electrodului de tip DSK, în comparaţie cu valorile de —380 mV şi — 330 mV obţinute pentru electrozii de tip MSK. La un curent de 100 mA, aceste valori sînt, respectiv, — 230 mV, — 540 mV şi — 610 mV.

Performanţele superioare ale electrozilor de gaz de tip DSK se datoresc prezenţei în electrod, alături de porii mari (cu diametru apropiat de 50 microni) în care este localizată zona trifazică de reacţie, a unor pori mici (cu diametru sub 5 microni) care asigură alimentarea permanentă a zonei de reacţie cu electrolit şi eliminarea imediată a produşilor de reacţie formaţi, menţinînd în acest fel un raport ridicat între speciile ionice OH^- şi O_2H^- în zona de reacţie, ceea ce provoacă o reducere sensibilă a polarizării electrodului de gaz.

2.2. Corelaţia dintre porozitatea globală şi polarizarea electrodului

Curbele de polarizare prezentate în fig. 7, pentru electrozii de gaz de tip DSK 3.1, 3.2 şi 3.3. la o suprapresiune a oxigenului $\Delta P_0 =$ 300 mm Hg, demonstrează efectul favorizant al creşterii porozităţii electrozilor de gaz din argint asupra performanţelor lor electrochimice în reacţia de reducere a oxigenului. La un curent de 50 mA, supratensiunea oxigenului are valoarea (raportată la electrodul normal de hidrogen) de — 50 mV în cazul electrodului 3.3. (porozitate globală 43,45%), în comparaţie cu valorile de — 270 mV şi, respectiv, — 190 mV în cazul electrozilor 3.1. (cu porozitate globală 21,13%) şi 3.2 (cu porozitate globală 33,05%).

Mărimea porozităţii electrozilor de gaz din argint are un efect favorizant asupra micşorării supratensiunii reacţiei de reducere a oxigenului, dar creşterea porozităţii electrodului

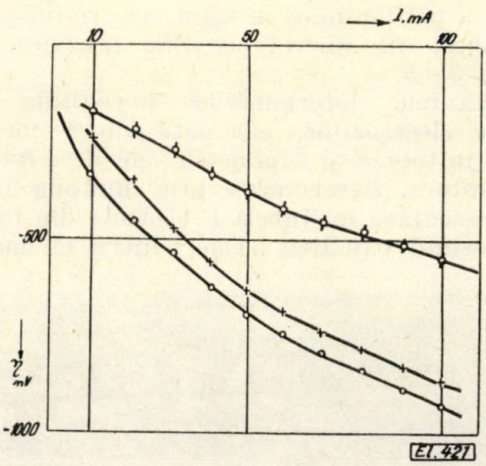


Fig. 7. Curbele de polarizare $\eta - I$ pentru electrozi de tip DSK cu diferite porozităţi la $\Delta P_{O_2} = 300$ mm Hg:
O – Electrod 3.1. (porozitate 21,13%); + – Electrod 3.2. (porozitate 33,95%)
Φ – Electrod 3.3. (porozitate 43,45%).

provoacă o scădere a rezistenţei mecanice a acestuia. (Aşa cum am arătat, electrozii 3.4 cu porozitate globală 58,69% nu au prezentat o rezistenţă mecanică suficientă, care să permită experimentarea lor.) Se deduce de aici, că există un domeniu optim de porozitate în care electrozii de gaz din argint prezintă o supratensiune redusă şi o rezistenţă mecanică suficientă pentru exploatarea lor în bune condiţiuni.

3. Influenţa structurii asupra difuziei în electrozii de gaz din argint

Într-un electrod de gaz, viteza procesului de reducere a oxigenului este controlată nu numai de reacţia determinată de viteză $O_2H^- \rightarrow OH^- + \frac{1}{2} O_2$, ci şi de viteza procesului de difuzie. Curentul total produs într-un singur por se poate calcula utilizînd relaţia [20]:

$$I = (n\ F\ D\ A\ a_0\ i_0 S)^{\frac{1}{2}} \exp \frac{\eta n \alpha F}{2\ R\ T},$$

în care : I este curentul total produs de un por (A) ; D — coeficientul de difuzie (cm^2/s) ; A — suprafaţa porului (cm^2) ; a_0 — activitatea speciei ionice ($moli/cm^3$), i_0 — densitatea curentului de schimb (A/cm^2) ; S — suprafaţa porului raportată la lungimea sa (cm^2/cm), α — coeficientul de transfer ; n — numărul de electroni implicaţi în reacţie ; η — supratensiunea şi F constanta lui Faraday.

Din această ecuaţie reiese clar că cinetica electrodului de gaz este net diferită de cea a electrozilor plani (neporoşi) : un electrod de gaz se va polariza de două ori mai repede decît un electrod neporos, panta (b) a curbei de polarizare, η — log I, fiind egală cu 0,24 V, de două ori mai mare decît valoarea de 0,12 V caracteristică reacţiei de reducere a oxigenului pe electrozi neporoşi. Rezultă că, pentru a se obţine performanţe electrochimice deosebite la funcţionarea electrozilor de gaz din argint în pile cu combustibil sau în pile de tip metal-aer, trebuie realizaţi electrozi poroşi cu o structură care să asigure o suprafaţă de reacţie cît mai extinsă şi, în acelaşi timp, să favorizeze o difuzie bună a speciilor ionice spre şi de la zona trifazică de reacţie.

Curbele de polarizare, η — log I, obţinute pentru electrozii de gaz de diferite structuri, arată aplicabilitatea ecuaţiei Tafel $\eta = a + b \log I$ (unde $b = RT/\alpha F$ reprezintă panta curbelor de polarizare), iar valorile calculate pentru constanta Tafel (b) sînt prezentate în tabela 2.

Tabela 2

Valorile costantei Tafel (b) pentru diferitele tipuri de electrozi de gaz realizaţi.

Electrod	Suprapresiunea oxigenului ΔP_{O_2}	Constanta Tafel
	mm Hg	V
1	100	0,20
	150	0,20
	200	0,20
	250	0,20
	300	0,20
	400	0,20
2	100	0,18
	200	0,18
	250	0,18
	300	0,18
	350	0,18
3.1	100	0,19
	200	0,17
	300	0,17
	400	0,17
3.2	50	0,20
	100	0,17
	300	0,16
	350	0,16
	400	0,16
3.3	50	0,15
	100	0,15
	200	0,15
	300	0,15
	400	0,16

Din examinarea valorilor obţinute pentru constantele Tafel (b) din tabela 2 rezultă că mărimea acestora variază între 0,15 şi 0,2 V, ceea ce corespunde unor coeficienţi de transfer $\alpha = 0{,}3 \ldots 0{,}4$, valori care se încadrează în limitele de 0,25 ... 0,65 găsite în literatură [20].

Comparînd valoarea constantei Tafel (b) de 0,15 V calculată pentru reacţia de reducere a oxigenului pe electrodul 3.3 (suprafaţă specifică internă 14100 cm^2/cm^3) cu valoarea de 0,20 V calculată pentru electrodul 1 (suprafaţă specifică internă 24900 cm^2/cm^3), se constată că, deşi electrozii 3.3 au o suprafaţă specifică internă cu aproximativ 55% mai mică decît electrozii 1, aceşti electrozi se caracterizează prin performanţe electrochimice superioare datorită prezenţei în electrod, alături de porii mici, a porilor mari (cu diametru aproximativ 50 microni) în care este localizată zona trifazică de reacţie. Structura de tip DSK a electrodului 3.3 uşurează sensibil difuzia speciilor ionice spre şi de la zona de reacţie, fapt ilustrat de reducerea cu aproximativ 25% a valorii constantei Tafel.

Influenţa porilor mici asupra difuziei în electrozii de gaz rezultă din compararea valorilor constantei (b) calculată pentru electrozii 2 (de tip MSK cu pori mari) şi 3.3 (de tip DSK). Deşi aceşti electrozi au caracteristici de porozitate apropiate, electrozii 3.3. prezintă performanţe electrochimice superioare (valoarea constantei Tafel 0,15 V, în comparaţie cu valoarea de 0,18 V pentru electrozii 2), datorită prezenţei în electrod a porilor mici, care asigură alimentarea zonei de reacţie cu electrolit şi eliminarea produşilor de reacţie formaţi, ceea ce aduce o reducere substanţială a valorii supratensiunii de difuzie.

Examinarea comparativă a valorilor constantei Tafel calculată pentru electrozii de tip DSK 3.1, 3.2 şi 3.3 (0, 17 V, 0,16 V şi, respectiv, 0,15 V) arată că performanţele electrochimice ale electrozilor de gaz se îmbunătăţesc odată cu creşterea numărului de pori mari (cu diametru de aproximativ 50 microni) realizaţi prin creşterea relativă a cantităţii de bicarbonat de amoniu din amestec. Cu toate că mărirea numărului de pori mari din electrodul de gaz provoacă o micşorare sensibilă a suprafeţei specifice interne a acestuia (de la 22900 cm^2/cm^3, pentru electrodul 3.1 la 14100 cm^2/cm^3, pentru electrodul 3.3), performanţele electrochimice ale electrozilor 3.3 sînt mai bune, deoarece zona trifazică de reacţie este localizată în porii mari ai electrodului şi creşterea numărului acestora conduce la o mărire a suprafeţei efective de reacţie.

Din cele arătate mai sus rezultă că sistemul poros caracteristic al electrodului (nu-

mărul, dimensiunea şi modul de repartiţie al porilor) are o influenţă deosebită asupra performanţelor sale electrochimice. În cazul electrozilor de gaz din argint, structura cea mai favorabilă reacţiei de reducere a oxigenului este structura de tip DSK, cu pori mari cu diametrul de aproximativ 50 microni şi cu pori mici cu diametrul sub 5 microni, caracterizată printr-o porozitate globală de 43%.

Performanţele electrochimice ale electrozilor din argint de tip DSK realizaţi de noi sînt comparabile cu cele găsite de Marinescu, Doboş, şi Minea [21] pentru electrozi din cărbune impregnaţi cu argint. Electrozii de tip DSK prezintă o polarizare mai mică (— 460 mV faţă de — 580 mV, la o densitate de curent de 80 mA/cm²) datorită atît structurii de tip DSK deosebit de favorabilă reacţiei, cît şi faptului că această structură permite lucrul la presiuni mai ridicate ale oxigenului, ceea ce uşurează difuzia acestuia către zona trifazică de reacţie.

4. Stabilirea regimului optim de funcţionare al electrozilor de gaz din argint

În scopul determinării regimului optim de funcţionare al electrozilor de gaz din argint în pile cu combustibil şi pile de tip metal-aer, am studiat curbele de polarizare $\eta - I$ ale

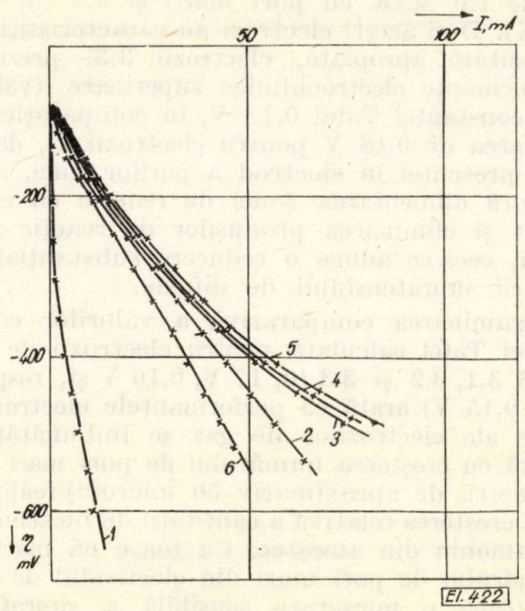


Fig. 8. Curbele de polarizare $\eta - I$ pentru electrodul de gaz de tip DSK 3.3. la diferite suprapresiuni ale oxigenului: *1* — 25 mm Hg; *2* — 50 mm Hg; *3* — 100 mm Hg; *4* — 200 mm Hg, *5* — 300 mm Hg; *6* — 400 mm Hg.

electrozilor, la diferite suprapresiuni ale oxigenului cuprinse între 25 şi 400 mm Hg. În figura 8 sînt prezentate curbele de polarizare obţinute pentru electrodul de tip DSK 3.3.

Din examinarea curbelor de polarizare se constată că, creşterea suprapresiunii oxigenului are un efect favorabil asupra reacţiei de reducere a acestuia, micşorînd valoarea supratensiunii la un curent de 50 mA de la — 130 mV, pentru o suprapresiune $\Delta P_{O_2} = 50$ mm Hg, pînă la — 50 mV, la o suprapresiune $\Delta P_{O_2} = 300$ mm Hg. Există o suprapresiune optimă, care supratensiunea este minimă (300 mm Hg), situată între suprapresiunea de „barbotare" (400 mm Hg) şi suprapresiunea „de înec" (25 mm Hg), cazuri limită în care reacţia nu mai are loc în interiorul porilor ci pe una dintre suprafeţele exterioare ale electrodului.

În concluzie, suprapresiunea optimă de regim ($\Delta P_{O_2 optim}$), în cazul electrodului de gaz din argint de tip DSK caracterizat prin o porozitate globală de 43%, este de 300 mm Hg.

Concluzii

— În scopul determinării corelaţiei existente între structura electrozilor de gaz din argint şi performanţele lor electrochimice, au fost realizaţi după o metodă originală, o serie de electrozi de gaz din argint de tip MSK şi de tip DSK cu porozităţi totale cuprinse între 8 şi 60% şi suprafeţe specifice interne cuprinse între 10000 şi 25000 cm²/cm³.

— Reacţia de reducere a oxigenului pe acest tip de electrozi este favorizată de creşterea suprapresiunii acestuia; există o suprapresiune optimă, situată între suprapresiunea „de barbotare" şi suprapresiunea „de înec" a porilor, la care supratensiunea reducerii oxigenului are o valoare minimă.

— Structura cea mai favorabilă a electrozilor de gaz din argint pentru reacţia de reducere a oxigenului este structura de tip DSK; performanţele superioare ale electrozilor de acest tip se datoresc prezenţei în electrod a unor pori cu diametru mare (aproximativ 50 microni) în care este localizată zona trifazică de reacţie şi a unor pori cu diametru mic (sub 5 microni) care asigură alimentarea zonei de reacţie cu electrolit şi eliminarea produşilor de reacţie formaţi.

Autorii mulţumesc colectivului laboratorului de Protecţia contra coroziunii din INCERC pentru sprijinul acordat la realizarea electrozilor de gaz şi colegului nostru M. Macovschi pentru ajutorul dat la obţinerea datelor experimentale.

Bibliografie

[1] *Jausta*, J. Study of Catalysis for Fuel Cell Electrodes. In: Collection of Czechoslovak Chemical Communications *33*, nr. 2, 1968, p. 160—169.

[2] *Lindholm, I.* Behaviour of Hydrophilic Porous Oxygen Electrodes with Silver Electrocatalyst. In: Journal of the Electrochemical Society **116**, nr. 10, 1969, p. 1150—1156.

[3] *Ku, Ling-Ying*, şi *Bagotskii, V. S.* Issledovanie aktivnosti sistemî nikeli-serebro po otnoşceniiu c proţesu ionizaţii kisloroda v şcelocinîh rastvorov. În: Electrohimya **3**, nr. 11, 1967, p. 1279—1288.

[4] *Mrha, J* și *Jindra, J.* Study of Catalysis for Fuel Cell Electrodes. În : Collection of Czechoslovak Chemical Communications **34**, nr. 12, 1969, p. 2465—2476.
[5] *Hurlen, T., Sandler, Y. L.* și *Panlier, E. A.* Reactions of O_2 and H_2O_2 at Silver Electrodes in Alkaline Solutions. În : Electrochimica Acta **11**, nr. 12, 1966, p. 1463—1469.
[6] *Palous, S.* și *Buvet, R.* Réduction de l'oxygène aux électrodes des piles a combustible a basse température. În : Bulletin de la Société Chimique de France nr. 10, 1962, p. 1602—1607.
[7] *Sawyer, D. T.* și *Day, R. J.* Kinetics for Oxygen Reduction at Pt, Pd and Ag Elctrodes. În : Electrochimica Acta 8, nr. 5, 1963, p. 589—598.
[8] *Jausta, J* și *Micka, K.* Polarization of Porous Oxygen Cathodes as Function of the Thickness of the Catalytic Layer. În : Collection of Czechoslovak Chemical Communications **35**, nr. 10, 1970, p. 1650—1658.
[9] *Feuillade, G.* Cinétique des processus d'oxydation électrochimique. În : Electrochimica Acta **14**, nr. 2, 1969, p. 317—328.
[10] *Szpak, S* și *Greus, E. A.* An Experimental Study of the Operation of a Porous Oxygen Cathode. În Journal of the Electrochemical Society **112**, nr. 10, 1965, p. 1166—1173.
[11] *Marcos, J.* Electrocapillary Studies on a Partially Immersed Silver Electrode. În : Journal of the Electroanalytical Chemistry **20**, nr. 4, 1969, p. 479—480.
[12] *Bonnemay, M.* Applications de l'impulsion galvanostatique á la détermination des paramètres électrochimique d'une électrode á gaz. În : C. R. Acad. Sci. **257**, seria B, 1964, p. 3394—3401.
[13] *Micka, K.* și *Rousar, I.* Theory of Porous Electrodes. În : Collection of Czechoslovak Chemical Communications **34**, nr. 11, 1969, p. 3197—3208.
[14] *Micka, K.* Theory of Porous Electrodes. The Oxygen-Diffusion Electrode. În : Electrochimica Acta **12**, nr. 9, 1967, p. 1273—1280.
[15] *Vielstich, W.* Zum Mechanismus der Sauerstoff elektrode in alkalischen Electrolyten. În : Zeitschrift für physikalische Chemie Frankfurter Ausgabe **15**, nr. 4, 1958, p. 409—416.
[16] *Bianchi, G.* The Electrochemical Behaviour of Oxygen and Hydrogen Peroxide on Silver Electrodes. În : Electrochimica Acta **4**, nr. 2, 1961, p. 232—239.
[17] *Beer, S.* Oxygen Reduction at Silver and Silver-Based Alloy Electrodes. În : The Journal of the Electrochemical Society **112**, nr. 9, 1965, p. 1133—1141.
[18] *Brunauer, S., Emmett, P. H* și *Teller, E.* The Use of Low Temperature van der Waals Adsorption Isotherms in Determining the Surface Areas of Various Adsorbents. În : Journal of the American Chemical Society **60**, nr. 3, 1938, p. 309—324.
[19] *Emmett, P. H.* și *Brunauer, S.* Surface Area of Iron Ammonia Catalyst. În : Journal of the American Chemical Society **59**, nr. 10, 1937, p. 1553—1560.
[20] *Mitchell, W.* Fuel Cells. vol. 1, Academic Press, New York, 1963, p. 98.
[21] *Marinescu, M., Doboș, S.* și *Minea, I.* Procese de reducere catalitică a oxigenului în pila de combustie pe suport de cărbuni special tratați. În : Studii și Cercetări de Energetică și Electrotehnică **19**, nr. 2, 1969, p. 427—445.

Intrat în redacție la 15. II. 1972

„Este, de asemenea, necesar ca inginerii să acorde o mai mare atenție realizării programului de ridicare a nivelului de cunoștințe tehnice și profesionale al tuturor muncitorilor. Avem pentru aceasta toate condițiile și doresc să-mi exprim convingerea că și în acest domeniu cadrele noastre inginerești vor depune o activitate mai susținută. Desigur, va trebui mai multă preocupare și pentru ridicarea nivelului propriu de cunoștințe al inginerilor și tehnicienilor, pentru perfecționarea continuă a pregătirii lor profesionale".

NICOLAE CEAUȘESCU

Din cuvîntarea la Conferința pe țară a inginerilor și tehnicienilor (19 mai 1972. Editura politică, pagina 21).

DIN ACTIVITATEA CEI

Noi publicații și proiecte de publicații ale CEI

JEAN WEISSMAN* — București

În articolul precedent „Despre activitatea și preocupările actuale ale Comisiei Electrotehnice Internaționale" [1] s-a arătat că vasta activitate a CEI se concretizează prin elaborarea și editarea de publicații cu caracter de recomandări de standardizare internațională.

În unele publicații sînt tratate teme noi sau capitole noi, în cadrul unor teme tratate anterior. Altele reprezintă revizuiri complete sau parțiale ale unor publicații anterioare sau completări și modificări, menite să mențină recomandările CEI în pas cu dezvoltarea tehnico-științifică din domeniile respective.

Valoarea publicațiilor CEI provine din faptul că elaboratorii lor sînt specialiști de înaltă calificare, că ele sînt supuse unor largi dezbateri cu ajutorul Comitetelor Naționale afiliate la CEI și că ele reprezintă un anumit consens internațional, de care trebuie să se țină seama, atît în activitatea de standardizare, cît și în cadrul relațiilor tehnice și de comerț exterior.

În articolul menționat mai sus, au fost prezentate cîteva din publicațiile editate în anii 1970 și 1971.

În cele ce urmează, prezentăm noi titluri de publicații, editate în 1971 și 1972 și totodată o serie de titluri de proiecte de publicații, ajunse în ultima fază a redactării (faza „Birou Central") și care au fost sau sînt în stadiul de aprobare prin votare, după „regula de 6 luni" sau de „2 luni" [2].

1. Publicații noi

a) În domeniul mașinilor și aparatelor electrice :

— Publicația 34—2(1972). Mașini electrice rotative, Partea 2-a : Metode pentru determinarea pierderilor și randamentului mașinilor electrice rotative prin încercări (exclusiv mașinile pentru vehicule de tracțiune). Înlocuiește publ. 34—2(1960);

— Publicația 56 — Întreruptoare de curent alternativ de înaltă tensiune;

56—1(1971) Partea a I-a : Generalități și definiții
56—2(1971) Partea a II-a : Caracteristici nominale
56—3(1971) Partea a III-a : Concepție și construcție
56—5(1971) Partea a V-a : Reguli pentru alegerea întreruptoarelor în raport cu condițiile de serviciu
56—6(1971) Partea a VI-a : Indicații ce se dau în cererile de ofertă, oferte, comenzi și reguli pentru transport, instalare și întreținere
56—4(1972) Partea a IV-a : Încercări de tip și încercări individuale;

— Publicația 143(1972) — Condensatoare serie destinate a fi instalate în rețele. Înlocuiește publ. 143(1963);

— Publicația 255 — Relee electrice

255—3(1971) Partea 3 — a : Relee de măsură cu o singură mărime de alimentare de intrare cu timp nespecificat sau cu timp specificat independent;

— Publicația 328 — Întreruptoare și comutatoare pentru aparate.

b) În domeniul echipamentului în execuție antiexplozivă

— Publicația 79 — Echipament electric pentru atmosfere explozive

79—0(1971) Partea O : Introducere generală
79—1(1971) Partea I-a : Construcția, verificarea și încercările carcaselor antideflagrante ale echipamentului electric
79—3(1972) Partea a III-a : Încercări ale echipamentului cu securitate intrisecă
79—10(1971) Partea 10-a : Clasificarea zonelor periculoase.

c) În domeniul pilelor și acumulatoarelor

— Publicația 86 — Pile electrice

86—1(1971) Partea I-a : Generalități
86—2(1972) Partea a II-a : Foi de specificații;

— Publicația 95 — Baterii de acumulatoare cu plumb pentru pornire

95—1(1972) Partea I-a : Prescripții generale și metode de încercare;

— Publicația 285 — Elemente cilindrice nichel-cadmiu etanșe, cu reîncărcare.

d) În domeniul pieselor și componentelor radio și de telecomunicații

— Publicația 115 — Rezistențe fixe

115—1(1971) Partea I-a : Definiții și metode de încercare
115—3(1971) Partea a III-a : Rezistențe bobinate tip 1 — Alegerea metodelor de încercare și reguli generale;

— Publicația 130 — Conectoare utilizate la frecvențe pînă la 3 MHz

130—9(1971) Partea a 9-a : Conectoare circulare multipolare cu cuplare de tip baionetă sau „push-pull"
130—10(1971) Partea a 10-a : Conectoare pentru branșarea la o sursă exterioară de joasă tensiune a echipametelor portative utilizate în scopuri recreative
130—11(1971) Partea a 11-a : Conectoare pentru circuite cu contacte individuale imprimate cu extremități închise ce se cuplează fie cu fișe montate pe plachete de cablaj imprimat, fie cu plachete de cablaj imprimat cu contacte de extremitate
130—13(1971) Partea a 13-a : Conectoare pentru circuite cu contacte individuale imprimate cu extremități deschise, ghid excentric și distanța dintre contacte 2,54 mm

— Publicația 367 — Miezuri pentru bobine de inducție și transformatoare destinate telecomunicațiilor

367—1(1971) Partea 1-a : Metode de măsurare;

— Publicație 392(1972) Îndreptar pentru întocmirea specificațiilor relative la ferite pentru hiperfrecvențe.

e) În domeniul cablurilor și materialelor electrotehnice

— Publicația 189— Cabluri și conductori pentru frecvențe joase, izolate cu p.v.c. și cu manta de p.v.c.

189—2(1972) Cabluri perechi, triple, cvadruple și cvinduple pentru instalații interioare;

— Publicația 391(1972) — Marcarea conductorilor izolați;

— Publicația 212(1971) — Condițiile normale care trebuie respectate înainte și în timpul încercărilor materialelor electroizolante solide;

— Publicația 296 — Specificație de uleiuri izolante noi, pentru transformatoare și întreruptoare

296A(1971) Prima adăugire la publicația 296 și modificarea nr. 1(1972);

— Publicația 370(1971) — Metodă de încercare pentru evaluarea stabilității termice a lacurilor izolante, prin scăderea rigidității dielectrice;

* Ing. *J. Weissman* — este șef de laborator la I.C.P.E.

Proiecte CEI (În fază de document „Birou Central")

Nr. crt.	Nr. document	Titlul	Observații
1	2F(BC)35	Intensități admisibile pentru papuci de cablu	2F : Subcomitetul
2	2F(BC)36	Dimensiunile papucilor tubulari	Dimensiunile periilor de cărbune, portperiilor, colectoarelor și inelelor
3	10(BC)216	Metodă pentru eșantionarea dielectricilor lichizi	
4	10A(BC)14	Îndrumar pentru menținerea și supravegherea uleiurilor izolante în serviciu	
5	10C(BC)7	Îndrumar asupra controlului hexafluorurii de sulf (SF_6) prelevat din echipamentul electric	
6	10C(BC)8	Metodă pentru determinarea uleiului mineral în hexafluorura de sulf	
7	13B(BC)36	Modificări la 13B(BC)21 : Aparate de măsurare electrică cu acțiune indirectă. Secțiunea 2-a : Prescripții speciale pentru aparate cu acțiune indirectă și comparare electrică	
8	13B(BC)37	Secțiunea 3-a : Prescripții speciale pentru aparate cu acțiune indirectă și comparare mecanică	
9	15C(BC)30	Benzi adezive sensibile la presiune pentru utilizări electrice. Partea 1-a ; Condiții generale	
10	15C(BC)32	Modificări la 15C(BC)13 : Specificație asupra lacurilor izolante conținînd un solvent. Partea 2-a : Metode de încercare	
11	17A(BC)94	Raport asupra încercărilor sintetice a întreruptoarelor de înaltă tensiune curent alternativ	
12	17D(BC)4	Ansamble de aparataj de joasă tensiune montate în uzină	
13	18(BC)438	Revizuirea cap. V și VI „. Rețele de distribuție în curent continuu și în curent alternativ" din publ. 92—1 : Instalații electrice la bordul navelor. Reguli generale.	
14	18(BC)439	Revizuirea cap. XV „Aparate de comandă, ambreiaje magnetice" din publ. 92—4.	
15	18(BC)440	Revizuirea cap. XXIII „Generatoare și motoare" din publ. 92—5.	
16	20A(BC)38	Modificarea Nr. 2 la publ. 287 : Calculul curentului admisibil pentru cabluri în regim permanent (factor de încărcare 100 %).	
17	21A(BC)24	Elemente nichel-crom etanșe buton, reîncărcabile.	
18	22B(BC)21	Convertizoare cu semiconductori în special pentru acționări cu motoare continue cu viteză variabilă	
19	22B(BC)24	Recomandările CEI pentru convertizoare cu semiconductori, cu comutare automată.	
20	27(BC)16	Reguli generale pentru securitatea în instalații electrotermice.	
21	32B(BC)15	Siguranțe fuzibile de joasă tensiune. Partea 2-a : Recomandări suplimentare pentru siguranțe de uz industrial.	
22	32B(BC)16	Siguranțe fuzibile de joasă tensiune. Partea 3-a : Recomandări suplimentare pentru siguranțe de uz casnic și analoage de curent nominal cel mult de 100A în curent alternativ.	
23	32C(BC)16	Revizuirea publicației 127 : Patroane pentru siguranțe miniatură	
24	33(BC)52	Condensatoare de putere supuse la frecvențe cuprinse între 40 și 24 000 Hz. Revizuirea publicației 110	
25	34A(BC)79	Lămpi electrice cu filament pentru aeronave. Secțiunile relative la generalități, prescripții de încercare și condiții de acceptare	
26	34C(BC)33	Balasturi pentru lămpi cu vapori de sodiu de joasă tensiune	
27	34C(BC)50	Introducerea temperaturii nominale maxime de funcționare	
28	36B(BC)29	Revizuirea publ. 305 : Caracteristicile elementelor lanțurilor de izolatori de tipul capă-tijă	
29	36B(BC)30	Recomandări pentru dimensiunile asamblărilor capă-tijă a elementelor lanțurilor de izolatori	
30	40A(BC)21	Specificație pentru condensatoare variabile rotative semi-fixe, cu dielectric ceramic, tip disc, clasa 2-a. Partea 1-a : Reguli generale pentru încercări și metode de măsurare	
31	40B(BC)300	Adăugire la publ. 62 : Cod de marcare a valorilor și toleranțelor rezistențelor și condensatoarelor	
32	40(BC)303	Sistem de codificare a datei componentelor	

Nr. crt.	Nr. document	Titlul	Observaţii
33	40(BC)307	Condensatoare fixe cu dielectric peliculă politereftalat de etilenă sau policarbonat metalizat, pentru curent continuu, cu înveliş cilindric sau paralelipipedic şi terminale axiale sau radiale. Specificaţii speciale	
34	46A(BC)79	Specificaţie pentru cablu de radiofrecvenţă cu dielectric din polietilenă masivă, diametru pe dielectric 1,5 mm (face parte din publ. 96)	
35	46A(BC)80	— cu diametru pe dilectric 4,8 mm	
36	48(BC)83	Publicaţia YYY. Partea 2-a Încercarea 6 a : Acceleraţie	Comitetul de Studii 48 : Componente electromecanice pentru echipamente electronice
37	48(BC)84	Încercarea 6b : Scuturături	
38	48(BC)85	Încercarea 6c : Şocuri	
39	48(BC)86	Încercarea 6d : Vibraţii	
40	48(BC)87	Încercarea 16e : Forţa de reţinere a calibrului (contacte electrice)	
41	48(BC)88	Încercarea 2c : Variaţia rezistenţei de contact în condiţii dinamice	
42	48(BC)89	Încercarea 2f : Continuitatea electrică a carcasei	
43	48(BC)90	Încercarea 3 : Rezistenţă de izolaţie	
44	48(BC)91	Încercarea 4a : Rigiditatea dielectrică	
45	48(BC)92	Încercarea 13a : Forţa de cuplare şi decuplare	
46	48(BC)94	Încercarea 16b : Încercarea de verificarea intrării protejate a contactelor	
47	48(BC)95	Încercarea 2a : Rezistenţa de contact. Metoda milivolt	
48	48(BC)96	Încercarea 2b : Rezistenţa de contact. Metoda curentului de încercare specificat	
49	51(BC)125	Limitele imperfecţiunilor fizice ale pieselor din oxid feromagnetic	
50	51(BC)126	Miezuri pentru inductanţe şi transformatoare pentru telecomunicaţii	
51	51(BC)34—	Partea 2-a : Directive pentru stabilirea specificaţiilor	
52	51(BC)129	Partea 1-a : Metode de măsurare. Secţiunea 3-a Art. 15 : Contribuţia dispozitivului de reglaj la instabilitatea miezului	
53	56(BC)41	Lista termenilor de bază şi a definiţiilor aplicabile la fiabilitatea echipamentelor electronice şi a componentelor lor (sau a pieselor detaşate)	
54	60A(BC)18	Casetă pentru bandă magnetică în formă de buclă fără sfîrşit cu 8 piste	
55	60B(BC)9	Interconectarea între magnetoscoape şi receptoare de televiziune de uz casnic	
56	61(BC)42	Securitatea maşinilor de gătit	Comitetul de studii 61 : Securitatea aparatelor electrocasnice
57	61(BC)45	Reguli speciale pentru securitatea echipamentelor de tratarea informaţiilor	
58	61(BC)46	Securitatea aparatelor de măcinat deşeuri alimentare şi analoage	
59	61(BC)47	Reguli speciale pentru pături, perne şi saltele încălzite electric	
60	61(BC)48	Reguli speciale pentru aparate de încălzit electric	
61	66A(BC)15	Generatoare de semnal cu modulaţie de frecvenţă	
62	66A(BC)16	Generatoare de semnal cu modulaţie de amplitudine	
63	66B(BC)5	Calităţile oscilografelor cu eşantionare	

— Publicaţia 376(1971) Specificaţii şi recepţia hexafluorurii de sulf nouă ;

— Publicaţia 372 — Dispozitive de zăvorîre a asamblărilor cu rotulă şi locaş de rotulă a elementelor de lanţuri de izolatori

372—1(1971) Partea 1-a : Dimensiuni şi reguli generale ;

— Publicaţia 383(1972) — Încercările izolatorilor ceramici sau de sticlă destinaţi liniilor aeriene cu tensiunea nominală, peste 1000 V.

f) În domeniul echipamentelor de radioemisie şi recepţie

— Publicaţia 244 — Metode de măsurat aplicabile la emiţătoarele radiolectrice

244—3 (1971) Partea a 3-a : Modulaţie utilă şi modulaţie parazită

244—5(1971) Partea a 5-a : Măsurări la emiţătoare şi reemiţătoare de televiziune alb-negru şi în culori ;

— Publicaţia 315 — Metode de măsurare a receptoarelor radioelectrice pentru diverse clase de emisie

315—2(1971) Partea a 2-a : Măsurări speciale pe partea de frecvenţă acustică a unui receptor

315—5(1971) Partea a 5-a : Măsurări la frecvenţe radioelectrice. Măsurări asupra receptoarelor pentru emisiuni modulate în frecvenţă a răspunsului la bruiajele cu caracter de impulsuri.

g) În domeniul securităţii aparatelor de uz casnic şi analoage

— Publicaţia 335 — Securitatea aparatelor electrice de uz casnic şi analoage

335—3(1971) Reguli speciale pentru maşini de călcat electrice

335—4(1971) Reguli speciale pentru storcătoare centrifugale

335—5(1971) Reguli speciale pentru maşini de spălat vase
335—6(1971) Reguli speciale pentru maşini de gătit electrice
335—7(1971) Reguli speciale pentru maşini de spălat rufe
335—8(1972) Reguli speciale pentru aparate electrice de ras, tuns şi analoage
335—9(1972) Reguli speciale pentru prăjitoare de pîine, grătare şi frigări;
— Publicaţia 380(1972) — Securitatea electrică a maşinilor de birou.

h) În domeniul sistemelor de comandă a proceselor
— Publicaţia 381(1971) Semnale analogice în curent continuu pentru sistemele de comandă a proceselor;
— Publicaţia 382(1971) Semnal analogic pneumatic pentru sisteme de comandă a proceselor.

i) În domeniul coordonării izolaţiei
— Publicaţia 71(1972) — Coordonarea izolaţiei.

j) În domeniul simbolurilor grafice
— Publicaţia 117— Simboluri grafice recomandate
117—0(1971) Partea 0: Index general
117—2B(1972) A doua adăugire la 117—3: Contacte, aparataj, comenzi mecanice, demaroare şi elemente de relee electromecanice
117—13B(1972) A doua adăugire la 117—13: Simboluri funcţionale pentru transmisiuni şi aplicaţii diverse
117—14(1971) Partea 14-a: Linii de telecomunicaţii şi accesorii
117—15(1972) Partea 15-a: Operatori logici binari
117—16(1972) Partea 16-a: Simboluri pentru toruri de ferite şi matrice de memorii magnetice.

2. Proiecte de publicaţii

Din ce în ce mai mulţi ingineri şi oameni de ştiinţă îşi manifestă interesul, nu numai pentru publicaţiile CEI, ci şi pentru proiectele de publicaţii. Acest lucru este uşor explicabil, deoarece cunoaşterea lucrărilor de elaborare a publicaţiilor CEI constituie o sursă de prim ordin de informare şi documentare. În acelaşi timp creşte participarea specialiştilor români la lucrările de elaborare a proiectelor, prin transmiterea de propuneri şi observaţii, iar în faza finală, prin stabilirea unui punct de vedere asupra acceptării sau respingerii proiectului.

În tabela alăturată, sînt indicate unele proiecte de publicaţii (în faza „Birou Central") care au fost difuzate pentru aprobarea Comitetelor Naţionale.

Bibliografie

[1] *Weisman, J.* Despre activitatea şi preocupările actuale ale Comisiei Electrotehnice Internaţionale. În: Electrotehnica, nr. 7, 1972, p. 273—276.
[2] *Weisman, J.* şi *Rodin, E.* CEI — forul mondial de standardizare electrotehnică. În: Electrotehnica nr. 6 1972, p. 234—238.

INVENŢII ROMÂNEŞTI

Motoare electrice de mică putere

În ultimul timp se manifestă un interes crescînd pentru motoarele trifazate de mică putere, cu trei poli aparenţi. Aceasta rezultă din numărul mare de brevete care apar în străinătate în acest domeniu.

Motorul uzual, cu trei poli aparenţi, corespunde figurii 1 Pe miezul magnetic 1, sînt montate trei bobine 2, cîte una pe fiecare pol. Rotorul 3, este în mod uzual cu colivie.

Autorul a propus un motor cu trei poli, ca în figura 2 [1]. Miezul poate fi realizat din tole ca în figura 3 a, sau 3 b, sau din ambele feluri, ţesute.

Rezultă faţă de construcţia uzuală mai multe avantaje, printre care:

— reducerea sensibilă, aproape la jumătate, a consumului de tolă electrotehnică la ştanţare;

— montare şi demontare uşoară a bobinelor pe miez, folosindu-se tehnica de la transformatoarele de mică putere.

Se observă că cei trei poli ai miezului, sînt uniţi prin istmuri magnetice, care rezultă dintr-o necesitate tehnologică, la ştanţarea tolelor. Aceste istmuri, prin care se derivează o parte a fluxului magnetic, nu constituie însă un dezavantaj al soluţiei, deoarece astfel de istmuri se introduc în mod special la motoarele cu trei poli, pentru ameliorarea cuplului. Ele apar în diverse brevete [2]. Aceste istmuri, pot fi eventual tăiate.

O variantă a motorului din figura 2, este dată în figura 4. Acesta are numai bobine, cîte una pe cele două coloane laterale. Acestea se conectează în triunghi deschis, şi se alimentează de la reţeaua trifazată [3]. Rezultă avantajul că fiecare bobină, avînd o parte importantă în exteriorul miezului, se pot micşora dimensiunile acestuia. Acest motor poate funcţiona şi ca motor cu condensator, alimentat de la o reţea monofazată. În comparaţie cu motoarele uzuale necesită un condensator de capacitate mai mică.

Se pot obţine şi forme derivate din figura 4, prin rotunjirea colţurilor inferioare ale miezului statoric, care conduc la micşorarea greutăţii acestuia.

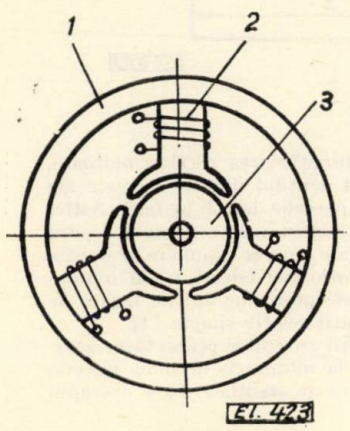
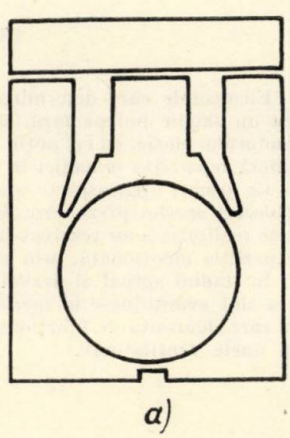


Fig. 1



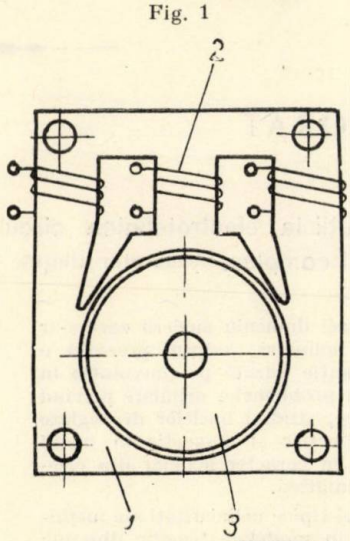


Fig. 2

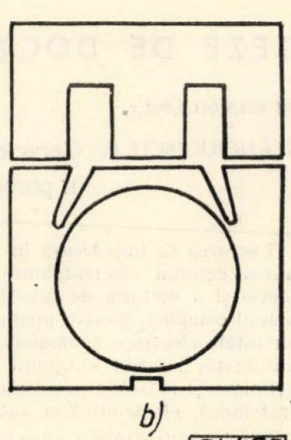


Fig. 3

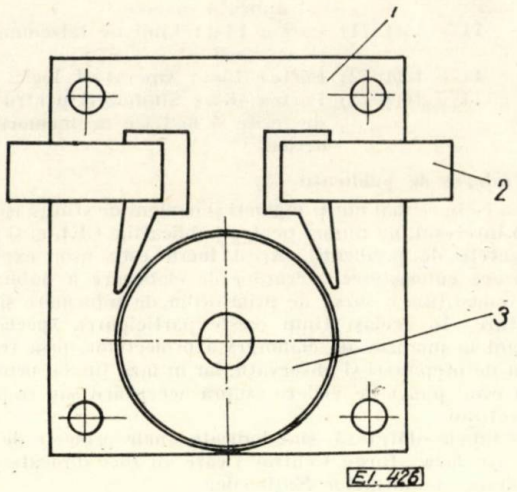


Fig. 4

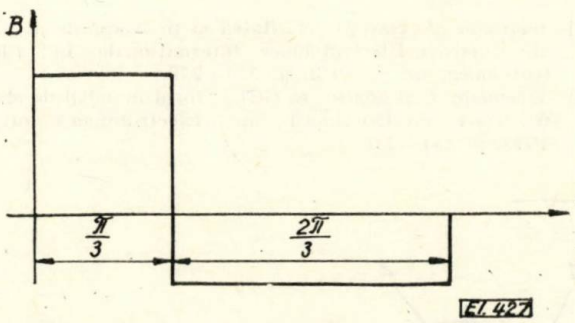


Fig. 5

Elementele care determină funcţionarea acestor motoare, cu un singur pol pe fază, sînt sensibil diferite de cele ale motorului clasic, cu cel puţin o pereche de poli pe fază. Astfel diferă repartiţia inducţiei în întrefier, care este ca în figura 5. Ca urmare apar aspecte speciale a căror expunere ar depăşi obiectul acestei prezentări. Menţionăm numai, că la motoarele realizate, s-au rezolvat unele probleme dificile legate de repartiţia menţionată, prin soluţii relativ simple [4].

În stadiul actual al dezvoltării soluţiilor prezentate, acestea sînt avantajoase în special la motoarele de mică putere, la care siguranţa de funcţionare este esenţială. Spre exemplu la unele ventilatoare.

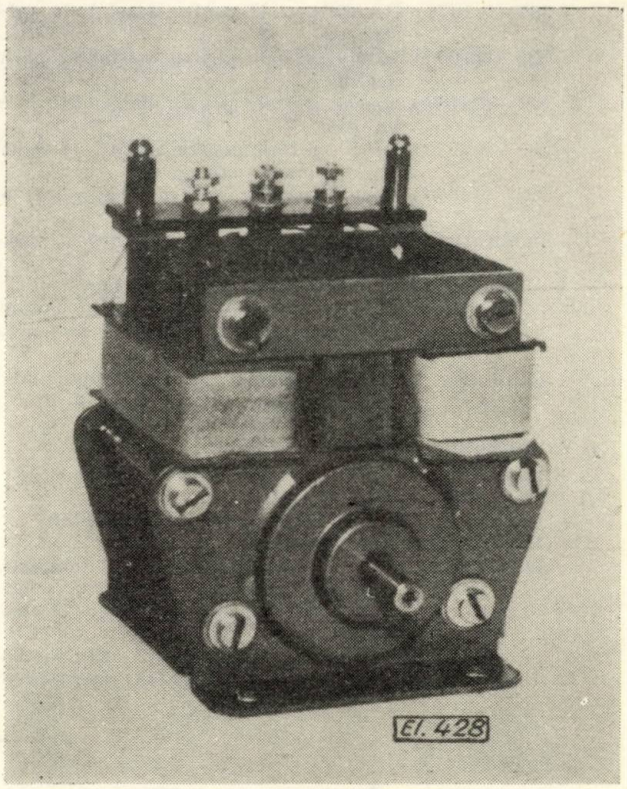


Fig. 6

În figura 6, apare fotografia unui motor pentru ventilator care urmează a fi montat în carcasa unui redresor de sudare.

Bibliografie

[1] *Grosu, St.* Three — phase electric motor. Brevet SUA, Nr. 3 358165
[2] *Licenţia*: A low-power electric motor. Brevet Anglia, Nr. 932708
[3] *Grosu, St.*: Wechselstrommotor. Brevet Austria, Nr. 272442
[4] *Grosu, St.*: Motoarele electrice asincrone, avînd statorul cu trei poli aparenţi. Invenţie RSR, dosar OSIM 61012.

Ing. *Şt. Grosu*

TEZE DE DOCTORAT

CZ 621.3.011.1.001.2.

STĂNCIULESCU, F.: **Contribuţii la electrotehnica circuitelor şi mediilor neliniare cu ajutorul convoluţiei în planul complex.** Conducător ştiinţific — Acad. prof. dr. d ocent Remus Răduleţ. I. P. B. — Bucureşti 1971

Lucrarea se încadrează în acel domeniu modern care s-ar putea denumi electrotehnica neliniară, autorul prezintă o teorie şi o metodă de investigaţie bazată pe convoluţia în planul complex, pentru analiza problemelor neliniare privind circuitele electrice şi magnetice, studiul buclelor de reglare automată, studiul cîmpului electric şi magnetic în medii neliniare şi al altor probleme cu caracter neliniar din electrotehnică, electronică şi automatică.

După o prezentare a celor mai tipice neliniarităţi ale mediilor şi circuitelor, se prezintă un model matematic dinamic al unui sistem neliniar (în particular pentru circuitele electrice şi buclele de reglare neliniare), care poate fi descris cu ajutorul unui sistem de ecuaţii diferenţiale neliniare, cu condiţii iniţiale (cap. I). Cu ajutorul convoluţiei în planul complex, care poate fi aplicată sistemelor conţinînd neliniarităţi ce se pot exprima sub formă de produse de funcţiuni sau sub forma unor polinoame, modelul matematic iniţial se transformă într-o ecuaţie, sau un sistem de ecuaţii integrale de convoluţie (cap. II).

Răspunsul tranzitoriu al sistemului neliniar se obţine printr-un procedeu iterativ, utilizînd în mod adecvat teorema reziduurilor, ceea ce simplifică considerabil calculul integralelor

de convoluţie. Soluţia obţinută pe această cale este mică (cap. III). Ca aplicaţii citäm : răspunsul tranzitoriu al circuitelor cu rezonanţă neliniară, al oscilatorului electronic neliniar, al buclelor de reglare cu regulator neliniar şi altele (cap. III).

Autorul a extins metoda convoluţiei în planul complex şi la rezolvarea problemelor de cîmp electric şi magnetic în medii neliniare, în care caz modelul matematic apare sub forma unor ecuaţii cu derivate parţiale, neliniare. Prin noul procedeu acest model se reduce la o ecuaţie integro-diferenţială care conţine integrala de convoluţie şi care se rezolvă tot printr-un procedeu iterativ. Ca aplicaţii citäm : regimul tranzitoriu al difuziei cîmpului magnetic într-o tolă feromagnetică (subţire) şi într-un corp care ocupă un semispaţiu (cap. IV).

Complexitatea problemelor neliniare, face însă ca acestea să nu fie întotdeauna rezolvabile prin metode matematice. În consecinţă autorul a dezvoltat în paralel cu metoda convoluţiei în planul complex şi un algoritm de calcul numeric şi o metodă de simulare analogică, în dublul scop de a compara rezultatele teoretice cu cele obţinute prin simulare şi de a putea rezolva problemele neliniare nerezolvabile prin metodele matematice actuale (cap. V.).

Rezultatele teoretice obţinute cu ajutorul convoluţiei în planul complex au fost comparate cu rezultatele unor metode de analiză neliniară clasice (metoda planului fazelor, metoda relaxării) şi cu rezultatele oferite de simulare. Concordanţa găsită este bună în special cu rezultatele simulării numerice de o mare exactitate.

Avantajele incontestabile ale metodei bazată pe convoluţia în planul complex sînt : eficacitate, unicitatea soluţiei oferite, rapiditatea convergenţei metodei, eroare de metodă, mică.

În concluzie teza de doctorat aduce o contribuţie incontestabilă la dezvoltarea electrotehnicii neliniare, prin metoda de calcul bazată pe convoluţia în planul complex şi prin procedeele de simulare digitală şi analogică, propuse de autor.

Teza prezintă şi algoritmii de calcul, schemele şi rezultatele obţinute pe calculatorul digital ELLIOTT 4100 şi pe calculatorul analogic MEDA 40T, în scopul confruntării teoriei cu rezultatele obţinute prin simulare digitală şi simularea analogică. În acest fel autorul aduce nu numai o contribuţie teoretică, ci şi una practică, în domeniul analizei şi simulării sistemelor neliniare, domeniu foarte actual al ştiinţei şi tehnicii.

Acad. *A. Avramescu*

REFERATE

CZ 621.3 *Electrotehnică generală*

CZ 621.3.027.3

Hofman, A. **Transmiterea tensiunilor înalte, astăzi şi mîine.** (Hochspannungsübertragung heute und morgen). În : ETZ-A, **92** nr. 12, 1971, p. 663—672.

Se prezintă datele caracteristice pentru alimentarea cu energie electrică a RFG, comparativ cu sistemul mondial, începînd cu anul 1921 şi extinzînd perioada de studiu pînă la anul 2000. Estimările făcute arată că, dacă pînă în anul 2000 populaţia globului va creşte de 3,5 ori, consumul de energie va fi de 15,5 ori mai mare ; acest lucru impune de la sine o politică de investiţie deosebit de activă în domeniul electricităţii. Lipsa de spaţiu, densitatea de populaţie mare, vor impune utilizarea unor sisteme de transmitere multiplă.

Se analizează sistemele de transmitere a energiei electrice funcţionînd la tensiuni superioare lui 400 kV din URSS, SUA, Canada, ajungîndu-se la concluzia că în deceniul 1980—1990 va apare pe scară largă utilizarea în Europa a tensiunilor mai mari de 1000 kV, iar valorile de ordinul a 1500 kV se află la limitele posibilului. Este probabil ca puterea grupurilor să ajungă la valori de 3000 MVA, ca şi creşterea puterilor transportate în cablu, (secţiuni de 1000 mm² şi încărcare de 445 MVA) ; se prevăd mutaţii deosebite prin utilizarea cablurilor supraconductoare.

În domeniul aparatajului de comutaţie, utilizarea hexafluorurii de sulf (SFC), atît pentru sistemele de bare capsulate cît şi pentru întrerupătoarele propriu-zise, va permite schimbarea radicală a posturilor.

Alimentarea cu energie a marilor oraşe, va constitui o problemă datorită aglomerării populaţiei, şi va impune asigurarea unor vîrfuri de sarcină pînă la 10.000 MVA. Este posibil ca pentru distanţe de ordinul a 800—1200 km la liniile aeriene şi 80—120 km la cablurile subterane, tensiunea energiei în curent continuu să devină avantajoasă. Mijloacele de transmitere a curentului continuu mai ieftine (cabluri, conductoare), va trebui să compenseze investiţiile mai ridicate pentru instalaţiile terminus (ondulatoarele).

În final, se prezintă cercetările necesare a se executa în domeniu, atît pentru partea propriu-zisă de construcţii echipamente electrice, cît şi pentru automatizarea şi urmărirea funcţionării sistemelor energetice.

Fl. T.

CZ 621.313 *Maşini electrice*

CZ 621.313.223.2:621.332

Van Eck R. A. **Utilizarea motoarelor de curent continuu cu excitaţia separată la sistemele rapide în curent continuu sau alternativ monofazat şi în tracţiunea ferată electrică** (The Separately Excited DC Traction Motor Applied to DC and Single-Phase AC Rapid Transit Systems and Electrified Railroads). În : IEEE Transactions on Industry and General applications. Vol. **IGA**-7, nr. 5, sept-oct 1971, p. 643—657, 18 fig. 25 ref. bibl.

Introducerea semiconductoarelor de putere comandate a permis înlocuirea în tracţiune şi în alte acţionări rapide a motoarelor de curent continuu serie prin motoare cu excitaţie derivaţie, motoare care pentru o comandă adecvată permit obţinerea unor caracteristici electrice şi mecanice superioare. În plus, motoarele cu excitaţie derivaţie la aceleaşi puteri prezintă o greutate mai redusă, permit o comandă mai eficace a vitezei prin slăbirea fluxului, au un randament superior, în special pentru puteri la arbore sub cea nominală, comutaţia este mai bună deoarece curentul de excitaţie constant nu induce nici o t.e.m. pulsatorie în circuitul rotoric, frînarea dinamică şi recuperativă este mai eficientă şi mai sigură, sînt eliminate contactoarele de slăbire a fluxului şi cele pentru inversarea sensului curentului rotoric, prezintă o caracteristică mecanică excelentă „antiderapantă", orice tendinţă de alunecare fiind automat corectată.

Aceste elemente au făcut ca în ultimii 2—3 ani firmele constructoare să se orienteze spre această soluţie, iar rezultatele de pînă acum să confirme justeţea hotărîrii.

Două posibilităţi de comandă sînt evidenţiate funcţie de sistemului de alimentare adoptat : la sursă de curent continuu — chopperele cu tiristoare ; pentru curent alternativ monofazat, redresoare comandate sau necomandate plus chopper serie. Trebuie să se ţină seama că indiferent de sistemul de comandă utilizat şi tipul de motor folosit, tensiunea pulsatorie cere măsuri de îmbunătăţire a formei curentului rotoric prin înserierea unor bobine de netezire şi în paralel a diodelor de curent invers. Cu toate aceste precauţii, nerealizîndu-se o netezire perfectă curentul rotoric ondulat produce un cuplu pulsator care cere utilizarea unor oţeluri cu caracteristici elastice superioare în sistemele de transmisie, înrăutăţeşte comutaţia care pentru a fi menţinută în limite rezonabile impune utilizarea unor înfăşurări de compensaţie, iar pentru reducerea curenţilor Foucault trebuie utilizate cir-

cuite magnetice lamelate, per-global conducînd la o scădere a randamentului între 1 şi 9%.

Partea a II-a lucrării prezintă în detaliu diversele sisteme de reglare prin redresor comandat sau chopper. La ultima variantă se face şi o predeterminare teoretică a caracteristicilor sistemului chopper-maşină atît pentru regimul de motor cît şi cel de frînare dinamică, remarcîndu-se încă odată avantajele soluţiei.

R.M.

CZ 621.313.333.2.042.5

W a n g, T. C. **Motorul liniar de inducţie pentru transportul terestru de mare viteză.** (Linear Induction Motor for High — Speed Ground Transportation). În: IEEE Transactions on Industry and General Applications. Vol. **IGA-7** sept-oct, nr. 5, 1971, p. 632—642, 11 fig., 8 ref. bibl.

Interesul ridicat pentru motoarele liniare în ultimii patru cinci ani este justificat de avantajele prezentate de astfel de sisteme pentru tracţiunea electrică de foarte mare viteză, cu suspensie pneumatică, sau magnetică.

Articolul de faţă se încadrează în seria de lucrări care se ocupă cu bazele teoretice ale acestei maşini, utilizîndu-se pentru determinarea performanţelor electromecanice o combinaţie a teoriei cîmpului cu teoria circuitelor. Pe baza unui model simplificat sînt integrate ecuaţiile lui Maxwell pentru diversele zone ale maşinii, obţinîndu-se ecuaţia clasică a potenţialului vector şi introducînd diversele condiţii de frontieră şi inducţie maximă constantă în întrefier, se găsesc componentele inducţiei în întrefier, pînza de curent, densitatea medie de forţă, puterea debitată, pierderile Joule, puterea totală luată din reţea, randamentul. Printr-o serie de ipoteze simplificatoare relaţiile pentru determinarea acestor mărimi capătă o formă simplă şi permit cel puţin orientativ anumite concluzii privind alegerea materialelor, a dimensiunilor şi a solicitărilor electrice, remarcîndu-se avantajele utilizării acestor maşini pentru viteze de sincronism ridicate.

Pasul următor este luarea în consideraţie a efectului pelicular care pentru maşini mari la grosimi ridicate ale plăcii secundarului nu mai poate fi neglijat. Sînt prezentate astfel pentru diverse materiale conductoare influenţa efectului pelicular asupra pătrunderii cîmpului în placă şi reducerii forţei de tracţiune.

Pasul al doilea, este luarea în consideraţie a faptului că maşina funcţionează la tensiune de alimentare constantă şi cu inducţie constantă, permiţînd astfel introducerea în ecuaţii a parametrilor statorici. Pe baza parametrilor astfel calculaţi se trece de la modelul de cîmp la modelul — circuit, autorul prezentînd o schemă echivalentă asemănătoare schemei echivalente a motorului asincron clasic.

Ultima parte a lucrării conţine consideraţii asupra unui nou model de secundar cu incluziuni feromagnetice, lucru care are ca efect o micşorare a întrefierului echivalent şi în special pentru plăci de grosime ridicată o îmbunătăţire remarcabilă a performanţelor. Sistemul neomogen este echivalent cu un model omogen cu permitivităţi magnetice diferite pe cele trei direcţii, ecuaţiile lui Maxwell fiind integrate pentru noile condiţii.

Pe baza celor prezentate autorul ajunge la concluzia că sistemul are şanse deosebite în tracţiunea de mare viteză (400—500 km/h), un randament acceptabil şi o simplitate deosebită în comandă şi întreţinere.

R.M.

CZ 621.313.323-585.8

B o u r d e M i c h e l şi P e r r e a u d i n, Fr. **Motor oscilant liniar sau unghiular** (Moteur oscillant synchrone linéaire ou angulaire). În: Mesures regulation — automatisme, 36, nr. 11, 1971, p. 85—91, 11 fig.

Transformarea directă a energiei electrice în energie mecanică alternativă prezintă un interes deosebit pentru anumite aplicaţii industriale. Este cunoscut că pentru o mişcare alternativă s-a recurs în general la motoare rotative la care se transforma mişcarea circulară printr-un mecanism bielă-manivelă. Înlocuirea dispozitivelor mecanice ancombrante şi rigide, prin sisteme electrice compacte şi reglabile capabile să execute mişcări oscilante.

Se descrie principiul de funcţionare a motorului alternativ liniar sincron (MALSY) ca şi a motorului oscilant sincron (MOSY). Performanţele acestor aparate le fac direct comparabile cu motoarele rotative care necesită în plus un sistem bielă-manivelă pentru a produce mişcarea alternativă. Un avantaj important îl constituie controlul cursei pentru că amplitudinea, independentă de sarcină şi de inerţie, este proporţională cu tensiunea de alimentare.

Randamentul acestui tip de motor este comparabil cu al motoarelor sincrone clasice iar construcţia sa nu ridică dificultăţi; preţul nu va fi mult ridicat peste acela al unei maşini clasice. Comanda electronică dă rezultate excelente în ceea ce priveşte reglajul amplitudinii şi ameliorarea factorului de putere.

Prototipurile realizate confirmă rezultatele teoretice, puterea specifică de 100 W/kg; făcîndu-le comparabile maşinilor rotative clasice şi le impun a fi utilizate cu succes în toate acţionările ce presupun mişcări alternative.

Fl. T.

CZ 621.313.3 : 538.212

L a w e r s o n, P. J. şi M a t h u r, M. R. **Funcţionarea asincronă a maşinilor cu reluctanţă permisă de distribuirea neregulată a conductoarelor rotorului** (Asynchronous performance of reluctance machines allowing for irregular distribution of rotor conductors). În: Proc. Inst. Electr. Engineers, **119**, nr.3, 1972, p. 318—324, 9 fig.

Se studiază unele aspecte ale funcţionării asincrone a maşinilor cu reluctanţă în apropierea vitezei pseudo-constantă. Se demonstrează sensibilitatea funcţionării maşinii la distribuirea precisă a materialului conductor în circuitele rotorului. Aceasta apare la distribuirea curenţilor în bare la pornire şi în mers; forma şi mărimea curbelor medii cuplu/alunecare; capacitatea de antrenare; de bază la toate acestea, reactanţele şi rezistenţele circuitelor rotorului. Aceste reactanţe şi rezistenţe sînt dependente de alunecare într-un grad semnificativ şi orice încercare de a dezvolta un model echivalent al circuitelor distribuite folosind numai două bobine va fi insuficientă dacă această dependenţă de alunecare nu este acordată convenabil şi dacă echivalenţa este bazată pe o singură valoare de alunecare. S-a arătat totuşi, că un montaj cuadratic pentru această, dependenţă, dînd atenţie deosebită valorilor alunecării în punctele de cuplu maxim şi zero, conduce la un model foarte exact.

Modelul cu două bobine permite să se reducă timpii de calcul cu un factor (cca 10) în comparaţie cu modelul distribuit. În toate calculaţiile este necesar să se includă efectele rezistenţei statorului. Realizarea unei bune performanţe de antrenare depinde de o caracteristică cuplu/alunecare care să dea alunecări joase aproape de viteza de sincronizare. În schimb, aceasta înseamnă că atît gradul de dezechilibru între circuitele rotorului cît şi mărimea ratei X_{dd}/X_{qq}, care are influenţă dominantă asupra funcţionării sincrone, trebuie restrînse (în articol se notează X = reactanţa; d, q = cantităţile de circuite active pe axele cîmpurilor directe şi în cuadratură, indicele repetat înseamnă self-reactanţe şi rezistenţe). Efectele rezistenţelor rotorului de pe axa cîmpului direct sînt deosebit de vătămătoare. Se demonstrează, de asemenea, că pentru maşinile segmentate este important ca locaţia materialului conductor să fie lîngă punctul de inversarea fluxului.

D.D.

CZ 621.313.322-843.6-181.2

B a r t h e l m e s, M. şi G ä n g, D. **Cel mai mare generator Diesel din lume** (Grösster Dieselgenerator der Welt). In: Techn. Mitt. AEG—Telefunken, **61**, nr. 7, 1971, p. 369—371.

AEG-TELEFUNKEN a construit pentru Firma Ateliers de Constructions électriques de Charleroi cel mai mare generator sincron de curent trifazat care este acţionat de un motor Diesel, fabricat ACEC-MAN, de 40000/44000 CP la 107 min^{-1}.

Generatorul serveşte alimentarea cu energie a oraşului Gent (Belgia) şi are următoarele date tehnice:

Puterea nominală în funcţionare continuă, 39000 kVA
Factor de putere, $\cos\varphi = 0{,}8$

Tensiune nominală, 10500 V ± 5%
Frecvență nominală, 50 Hz
Turație nominală, 107 min^{-1} (± 20%)
Moment de inerție, 9250 tm^2
Greutatea totală a generatorului, 430 t

Energia de excitație este furnizată de o mașină de excitație de 440 kW și 1500 min^{-1}. Generatorul este construit după normele DIN 42950/4.64, cu un lagăr exterior, carcasă cu picioare și rotor pe arbore cu flanșă.

Carcasa statorului (10 m înălțime), rotorul (145 t) și volantul (48 t) sînt constituite — pentru motive de transport, greutate și turnare — divizate în patru părți reunite la montaj cu șuruburi speciale. Răcirea se face cu aer. Generatorul este supravegheat cu numeroase instrumente: termometre cu rezistență electrică, termometre la distanță cu contact cu arc, manometre, relee de protecție, geamuri de observare pentru nivelul și fluxul de ulei.

D.D.

CZ 621.314 *Transformarea energiei electrice. Redresoare*

CZ 621.314.632.025.3 : 681.332

Safacas Athanasios. **Simularea unei punți redresoare trifazate pe calculatorul analogic.** (Simulation einer ungesteuerten Drehstromdiodenbrücke auf dem Analogrechner). În: ETZ. A **92**, nr. 11, 1971, p. 628—632.

Se prezintă o metodă de simulare a conexiunii punte trifazată necomandată pe un calculator analogic. Cercetarea analitică a curenților și tensiunilor în diferitele brațe ale conexiunii în diferitele intervale de funcționare prezintă dificultăți deosebite. De asemenea calculatorul digital nu constituie instrumentul ideal pentru stabilirea variației în timp a mărimilor ce interesează datorită timpului mare necesare pentru calcul și deci costurilor aferente. În această aplicație, datorită principiului de calcul calculatorul analogic este mai adaptat ca cel digital.

Diferitele intervale de comutație au putut fi simulate fără operațiuni digitale. Pentru reprezentarea caracteristicii curent-tensiune a diodei, s-au folosit inductivități auxiliare străbătute de curenții prin diode, și amplificatoare cuplate cu diodele. Inductanțele auxiliare pot fi luate de valori mult mai mici decît inductivitățile de comutație așa încît procesul de comutație poate fi redat cu o foarte bună exactitate. Se prezintă dependența de timp a curenților și tensiunilor pe partea de curent continuu și pe cea de curent alternativ obținute pe o punte trifazată necomandată. Se cercetează intervalele de comutație la schimbarea rezistenței de sarcină și creșterea curentului redresat, ca și la variația rezistențelor din brațele punții redresoare, pentru întreg intervalul de curenți corespunzînd condițiilor de funcționare normală, în regim de suprasarcină și pînă la scurtcircuit, inclusiv intervalele în care are loc suprapunerea comutațiilor.

O.L.

CZ 621.314.57 :621.382.3

Freris, L. L. **Convertoare cu mai multe grupuri cu legare în serie pe partea de curent alternativ.** (Multigroup convertors with series a.c. connection). În: P.I.E.E. **118**, nr. 9, 1971, p. 1247—1253.

Se prezintă analiza convertoarelor formate din mai multe grupuri cu legare în serie pe partea de curent alternativ în scopul îmbunătățirii compoziției armonice. Costul filtrelor, în special în sistemele convertoare pentru transmiterea energiei în curent continuu de înaltă tensiune, este atît de ridicat încît justifică folosirea unor conexiuni mai complicate pentru reducerea armonicelor. Convertoarele analizate în lucrare necesită filtre relativ ieftine și se caracterizează printr-un factor de putere mult îmbunătățit față de cel al conexiunilor convenționale. Apar și unele dezavantaje ca de exemplu creșterea puterii de proiect a transformatoarelor și a redresoarelor ceea ce limitează din punct de vedere economic folosirea schemelor dezvoltate la convertoare cu diode. O aplicație posibilă pentru astfel de convertoare o constituie transmiterea energiei în curent continuu la distanțe foarte mari, redresoarele cu diode putînd fi conectate direct la alternatoare eventual fără filtre, acțiunea de reglare avînd loc exclusiv prin controlul excitației alternatoarelor. Alte aplicații posibile pot fi găsite în industria chimică unde în prezent sînt folosite redresoare cu diode. Pentru fiecare aplicație avută în vedere trebuie să se compare economiile realizate prin simplificarea filtrului și îmbunătățirea factorului de putere cu cheltuielile suplimentare impuse de solicitarea redresorului și a transformatorului.

O.L.

CZ 621.314.57+621.382.3 ;621.34 :621.313.2

Haggerty, J. K.; Maynard, J. T. și Koenig, L. A. **Factorii aplicativi pentru convertoarele cu tiristoare ale sistemelor de acționări cu motoare de curent continuu.** (Application Factors for Thyristor Convertor DC Motor Drives). În: IEEE Transactions on Industry and General Applications. Vol. IGA-7, nr. 6, nov-dec. 1971, p. 718 — 728, 19 fig., 7 ref. bibl.

Lucrarea tratează din punct de vedere tehnic și economic problemele ce se pun la proiectare și exploatarea instalațiilor de redresoare comandate utilizate astăzi tot mai mult în acționările electrice. Astfel pe rînd sînt discutate problemele de siguranță, de protecție a muncii, de izolație, de protecție contra paraziților, de poluare electromagnetică a consumatorilor vecini și în final de performanțele unor astfel de sisteme realizate și urmărite de autori în decursul a peste 10 ani.

Pornind de la pericolele fiziologice care există în aceste instalații datorate supratensiunilor de comutație, autorii pun un accent deosebit pe problemele de izolație, atît din punctul de vedere al protecției operatorilor cît și al bunului mers și siguranței în funcționare a sistemului comandat. Astfel o primă recomandare este izolarea sistemului de linia de alimentare printr-un transformator, izolarea galvanică pe cît posibilă a regulatoarelor de circuitul de forță, pentru partea de curent alternativ prin transformatoare de curenți și tensiune, pe partea de curent continuu prin transducere magnetice sau magneto-electronice adecvate.

O altă problemă tratată este acea a influențelor sistemelor exterioare denumite sub formă generală zgomote sau paraziți. Aceasta se referă în primul rînd la rețeaua de alimentare, unde supratensiuni bruște (măsurate prin derivata tensiunii funcție de timp, dv/dt) poate conduce fie la comenzi false, fie chiar la distrugerea tiristoarelor instalației. Ca remediu se propun diverse sisteme de reducere a acestor supratensiuni: prin circuite RC, descărcătoare cu seleniu etc.

În încheiere se prezintă performanțele dinamice și de exploatare a unor astfel de sisteme realizate de autor urmărite pe o perioadă îndelungată, demonstrînd cu argumente tehnice și economice avantajele lor față de celelalte tipuri cunoscute.

R.M.

CZ 621. 313 *Transmisia energiei. Conductoare. Materiale izolante*

CZ 621.315.145.013.24.001.24

Steinbigler, H., Singer, G. și Berger, S. **Calculul intensității cîmpurilor înconjurătoare ale conductoarelor în fasciculе din sistemele trifazice.** (Berechnung der Randfeldstärken von Bündelleitern in Drehstromsystemen). In: ETZ—A, nr. 11, noiembrie 1971, p. 612—617 5 fig., 6 tab.

În lucrare este descris un procedeu de calcul al sistemelor trifazice cu conductoare în fascicule. În acest scop sînt calculate cîmpurile înconjurătoare în funcție de înălțimea fasciculului deasupra pămîntului, de distanța dintre fascicule și dintre conductoare. Cîteva exemple ne arată influența conductoarelor de gardă și a sistemelor trifazice, construite paralel, asupra cîmpurilor înconjurătoare. Sînt calculate apoi fascicule cvadruple cu distanțe neegale între conductoarele parțiale și este analizată apoi creșterea cîmpului.

Avînd în vedere dezvoltarea crescîndă a rețelelor de 400... 750 kV (se iau în considerație tensiuni pînă la 1.500 kV) și a poluării spațiului ambiant prin cîmpurile electrice înconjurătoare provocate, acestea trebuie astfel limitate, încît să nu influențeze recepțiile de radio, să nu provoace bruiaje

corona iar pierderile corona să fie minime. Reducerea acestor cîmpuri se obţine prin linii în fascicule.

Sînt indicate apoi pe scurt sistemele de calcul ale diferiţilor autori, care au obţinut valori aproximative ale cîmpurilor mărginaşe în liniile de transport în fascicule.

Bazat pe principiul de calcul al lui Timascheff autorul dezvoltă propriul său calcul şi este arătată apoi într-un grafic valoarea cîmpului E'_R în funcţie de diferitele dimensiuni şi poziţii ale conductoarelor în diferite linii de transport în fascicule. O tabelă arată apoi valorile comparative ale lui E'_R obţinute de autor, de Timascheff şi de W. v. Mangoldt. O altă tabelă reprezintă valori ale lui E'_R maximal în funcţie de numărul conductoarelor considerîndu-se constante: raza fasciculului, distanţa între fascicule şi înălţimea deasupra solului.

Pentru cercetarea influenţei conductoarelor de gardă s-au ales trei linii existente (pentru 735 kV, 765 kV şi 700 kV), fiecare din ele avînd altă dispoziţie a fasciculelor — arătate într-o figură, discutîndu-se apoi şi arătîndu-se, în tabele, valorile maximale E'_R la tensiunea nominală a liniei etc.

Deoarece toate cele de mai sus presupun conductoare masive (cilindrice) lucrarea încheie cu examinarea cazurilor unor funii. Se ajunge la concluzia, confirmată practic şi de G. E. Adams, că în acest caz, cîmpul creşte cu circa 40%. acest procentaj scăzînd odată cu creşterea conductoarelor dintr-o funie.

Gh.C.

CZ 621.315.6.039.544

Coelho, R. şi Debeau J. **Acţiunea radiaţiilor ionizante asupra dielectricilor** (Action des rayonnements ionisants sur les diélectriques) În: RGE, **80**, nr. 7/8, 1971, p. 601—612, 16 fig., 17 ref. bibl.

Articolul face o sinteză asupra problemelor esenţiale care se întîlnesc atunci cînd se supun izolanţii (sub formă de izolatoare, cabluri, condensatoare etc.) la un flux de radiaţii ionizante. Datorită faptului că izolanţii joacă adesea dublul rol de suport mecanic şi obstacol la trecerea curentului aceştia sînt în mod particular sensibili la acţiunea radiaţiilor care modifică simultan proprietăţile lor mecanice şi caracteristicile lor electrice.

Se explică procesele primare de radiodeteriorare ca şi modificările permanente care se produc în materialele iradiate, urmărindu-se evoluţia unor proprietăţi fizice (alungire, rezistenţă mecanică, absorbţie) etc., funcţie de doza de radiaţii aplicată. Pentru cazul materialelor izolante compuse, utilizate în scopuri electrotehnice, s-au măsurat, suplimentar, variaţia capacităţii (100—1000 Hz), variaţia tgδ (100—1000 Hz), variaţia curentului de fugă în c.c., degradarea, evident după o perioadă corespunzătoare de stocare, care joacă un rol important în regenerarea proprietăţilor şi interpretarea corespunzătoare a rezultatelor experimentale obţinute. Metoda de măsură propusă în ultima parte a lucrării, bazată pe răspunsul la o iradiere ,,test'', pare a fi o metodă suficient de sensibilă şi simplă ce merită a fi analizată.

Fl. T.

CZ 621.316.26—783.632.1.027.88F6

Müller, B. **Instalaţii capsulate cu izolaţie de SF_6 pînă la cele mai înalte tensiuni de exploatare.** (Gekapselte Schaltanlagen mit SF_6 — Isolierung bis zu höchsten Betriebsspannungen). În: ETZ—A, nr. 12, dec 1971, p. 715—720, 11 fig., 1 graf.

Datorită calităţilor hexafluorurii de sulf (SF_6) din punct de vedere al izolaţiei şi al stingerii arcurilor, utilizarea acestui gaz cîştigă tot mai mult teren la realizarea instalaţiilor capsulate, care prin dimensiunile lor reduse, ocupă un spaţiu mult mai redus faţă de instalaţiile în aer liber, protejînd în acelaşi timp elementele de atmosfera înconjurătoare din ce în ce mai poluată. Faţă de toate materialele izolante solide (îmbătrînirea acestora), lichide (cantităţi mari de ulei) şi gazoare (aerul necesită o comprimare de 150 N/cm ^{2}!) SF_6 şi-a cîştigat întîietatea. Sînt descrise în primul rînd şi prezentate în secţiune întreruptoarele capsulate de 110 kV, care conţin reparatoarele, barele colectoare, transformatoarele de măsură şi întreruptoarele de sarcină, dispozitivul întreg ocupînd doar 5% din suprafaţa unei instalaţii în aer liber. În diferite ţări sînt dezvoltate sau chiar construite (pe bază de comenzi) astfel de instalaţii şi pentru tensiuni mai ridicate (pînă la 525 kV). Astfel sînt arătate, în secţiune, o instalaţie BBC de 245 kV şi alta AEG de 300 kV. Într-o tabelă sînt arătate dimensiunile comparative ale instalaţiilor capsulate şi izolate cu SF_6 pentru diferite tensiuni (110... 380 kV). Bazat pe experienţele făcute la 245 kV şi la 525 kV, CIGRE studiază actualmente realizarea instalaţiilor capsulate pentru tensiuni pînă la 1 300 kV. Avînd în vedere că intensitatea cîmpului de străpungere la SF_6 creşte odată cu presiunea gazului, s-a ajuns la alegerea unei presiuni de exploatare de 20... 50 N/cm ^{2}, care prezintă şi garanţia că nici la temperaturi de exploatare mai joase nu există pericolul unei lichefieri a gazului. O deosebită precauţie la execuţia instalaţiilor de 1100 — 1500 kV se impune la piesele din izolatoare solide, care spre siguranţă sînt deocamdată supradimensionate. Un grafic arată înălţimea izolatoarelor la diferite tensiuni în aer liber în funcţie de calitatea de impurităţi depusă. În alte patru grafice şi secţiuni sînt comparate dimensiunile (înălţimi, suprafeţe ocupate) de elemente sau de instalaţii întregi de transformare executate în aer liber respectiv în construcţie capsulată.

Astfel într-o instalaţie de 1300 kV şi 3000 MVA suprafaţa ocupată este de 16.600 m ^{2} în aer liber resp. 1150 m ^{2} în cazul execuţiei capsulate. Se conchide că, în baza experienţei de exploatare de pînă acum şi a rezultatelor de laborator, putem afirma că realizarea economică a unei instalaţii cu SF_6 capsulate este posibilă.

Gh. C.

CZ 621.317 *Tehnica măsurilor electrice. Aparate de măsură*

CZ 621.317.39.551.571

Steru, M. **Măsura electrică a umidităţii materialelor, bazată pe diverse fenomene fizice.** (Mesure electrique de l'humidité des matériaux, basée sur divers phénomènes physiques În: Mesures regulation-automatisme, 36, nr. 12, 1971, p. 73—81, 21 fig.

Se face o trecere în revistă a diverselor procedee de măsură a umidităţii în solide şi lichide, procedee bazate pe conversia mărimii ,,umiditate'' în semnale electrice, avînd ca intermediar diferite fenomene fizice care permit stabilirea unor relaţii între cele două mărimi.

Sînt date succint bazele fizice ale fiecărui procedeu ca şi fenomenele parazite sau perturbatoare care le însoţesc, comunicînd măsurile de prevedere ce trebuie luate. Procedeele luate în discuţie sînt bazate pe: variaţia conductibilităţii electrice a unui material umed, a proprietăţilor dielectrice a materialelor lichide, absorbţia unui cîmp electromagnetic la frecvenţe înalte (microunde), polarizarea interfacială la frecvenţe foarte joase, încărcarea electrostatică, frînarea neutronilor rapizi, rezonanţa magnetică nucleară, retrodifuzia razelor infraroşii, conductibilitatea termică a materialelor umede, echilibrul hidrostatic între materialul umed şi materialul înconjurător.

Se prezintă construcţiile aparţinînd fiecărei familii ca şi date de funcţionare a aparatelor realizate.

Fl.T.

CZ 621.382.3:621.316.722

Flower, I. O. Hazell, P. A. **Analiză neliniară a unui sistem de control de ordinul 1 reprezentat de o punte cu tiristoare.** (Nonlinear analysis of a 1-storder thyristor — bridge control system). În: P.I.E.E. **118**, nr. 10, 1971, p. 1511—1516.

Se stabileşte, considerînd soluţia ecuaţiei diferenţiale guvernînd curentul furnizat unei sarcini rezistiv inductive de către o punte cu tiristoare, o ecuaţie exactă neliniară cu diferenţe finite privind curentul în intervalul de timp imediat după amorsarea tiristoarelor. Se analizează comportarea sistemului atît statică cît şi dinamică. Se foloseşte o analiză perturbaţională pentru liniarizarea ecuaţiei şi se demonstrează că sistemul poate fi considerat ca un controler cu acţiune discretă cu control proporţional avînd o constantă de timp variabilă. Se prezintă rezultate experimentale şi simularea pe calculator digital care dovedesc valabilitatea teoriilor

dezvoltate. Modelul obținut bazat pe folosirea ecuațiilor cu diferențe finite și pe transformarea Z este sensibil mai simplu ca modelele folosite pînă în prezent. Se ajunge la concluzia că sistemele de ordinul 1 folosind control invers-cosinusoidal sînt necondiționat stabile.

O.L.

CZ 621.383 ***Aplicații industriale ale fotoelectricității. Celule fotoelectrice.***

Fischer, H. și Gereth, R. **Telesun, celula solară a viitorului.** Telesun, die Solarzelle der Zukunft). În: AEG-Telefunken **61**, nr. 6, 1971, p. 351—352.

Pentru programul cosmic preconizat a se efectua de către RFG (satelitul Azur), firma AEG-Telefunken a executat o serie de celule cu siliciu de suprafață 2 × 6 cm al căror randament este net îmbunătățit față de tipurile anterioare 10—11,5%, celule verificate în condiții de temperatură și variații ale acesteia, foarte ridicate. Grosimea celulei se apreciază că joacă un rol decisiv în obținerea unor performanțe ridicate.

Introducerea „gheterului" crește randamentul pînă la 20%, pentru care soluție se indică și tehnologia utilizată de firmă. Se arată că adaptarea optimă a sistemului siliciu-strat antireflex, se obține atunci cînd stratul care micșorează reflexele va fi compus dintr-un material cu un indice de refracție de circa 2,4 (față de SiO care are 1,8); oxidul de titan (TIOx) oferă acest indice de refracție, și va permite o creștere a randamentului cu circa 6%.

Se prezintă de asemenea tehnologia de realizare a contactelor Ti-Ag, pasivarea lor ca și modul de conectare a celulelor în lanț. Se comunică rezultatele obținute în perioada de depozitare ca și cele obținute în cadrul încercărilor accelerate.

Fl.T.

CRONICĂ

Tîrgul Internațional de toamnă de la Brno 1972

În luna august ambasada R. S. Cehoslovacă la București a organizat o conferință de presă dedicată Tîrgului internațional de construcții mecanice de la Brno, care va avea loc între 8 și 17 septembrie 1972. Din expunerile făcute și materialele prezentate a rezultat că la Tîrgul internațional de construcții mecanice de la Brno din acest an vor participa peste 1600 de expozanți, vor fi prezentate peste 20 000 de exponate la nivel mondial în toate pavilioanele tîrgului, pe o suprafață de circa 73 000 mp și în aer liber pe o suprafață de 76 000 mp.

S-a menționat că cei mai mari participanți externi la Tîrgul internațional de construcții mecanice din acest an vor fi din nou organizațiile de comerț exterior din țările socialiste precum și firme și întreprinderi din R.F.G., Austria și Marea Britanie. Și-au anunțat participarea oficială colectivă expozanți din unele sectoare industriale din Marea Britanie, Finlanda, Irlanda, Canada și S.U.A.

Republica Socialistă România va fi prezentă și în acest an la Tîrgul internațional de toamnă de la Brno, expunînd o serie de produse dintre cele mai importante ale industriei construcțiilor de mașini.

O parte integrantă a tîrgurilor de la Brno o va constitui programul tehnico-științific care va fi alcătuit din două părți fundamentale: cea de a 11-a întîlnire internațională a redactorilor presei tehnice consacrată problemelor construcțiilor de mașini cehoslovace, cît și simpozioanele internaționale și zilele dedicate problemelor întreprinderilor producătoare.

Programul zilelor de branșă din acest an va cuprinde ca teme mașinile-unelte pentru așchierea metalelor, radiodifuziunea, televiziunea, tehnica de calcul, mecanizarea, mașini și scule, igiena și securitatea muncii. La fel ca în anii precedenți și în acest an vor fi organizate conferințe ale expozanților externi. Se apreciază că aceasta va contribui la schimbul de experiență între cercurile comerciale cehoslovace și străine, că astfel se vor stabili noi contacte în interesul dezvoltării cu succes a științei și tehnicii mondiale.

M.D.

A II-a sesiune anuală de comunicări tehnico-științifice a Institutului de cercetări și proiectări echipamente termoenergetice—I.C.P.E.T.

Între 1 și 3 iunie 1972 a avut loc în București a II-a sesiune anuală de comunicări tehnico-științifice a I.C.P.E.T. Au participat pe lîngă specialiști din I.C.P.E.T., și numeroși invitați care activează în unități de cercetare, proiectare, industrie și învățămînt superior.

În cadrul ședinței de deschidere, care s-a desfășurat în aula Academiei R.S.R., participanții au fost salutați din partea conducerii I.C.P.E.T. de către Academician Remus Răduleț. În continuare ing. Teofil Popovici, directorul I.C.P.E.T., a prezentat referatul cu caracter general „Din activitatea Institutului de cercetări și proiectări echipamente termoenergetice pe anul 1971", subliniind că actuala sesiune I.C.P.E.T. vrea să se înscrie printre realizările deosebite cu care oamenii muncii din întreaga țară întîmpină Conferința Națională a P.C.R.

Atenția deosebită de care s-a bucurat această sesiune de comunicări tehnico-științifice este atestată și de faptul că în prezidiul ședinței de deschidere au fost prezenți printre alții, dr. ing. I. Carabogdan — din partea Comitetului Municipal București al P.C.R. și ing. A. Sarafian din partea conducerii M.I.C.M.

Cele 116 referate prezentate la sesiune au fost susținute în cadrul a două secții de comunicări, după cum urmează:

Secția I — Electrotehnică și Electroenergetică (gr. 1 — Mașini electrice, gr. 2 — Noi surse de energie, gr. 3 — Informatică și automatizări, gr. 4 — Energetică industrială);

Secția II — Termoenergetică (gr. 1 — Turbine, instalații anexe, compresoare centrifuge și ventilatoare, gr. 2 — Ardere și instalații de ardere, gr. 3 — Cazane și instalații anexe, gr. 4 — Energetică nucleară, gr. 5 — Motoare cu ardere internă).

După cum se observă, lucrările prezentate aparțin fie domeniilor clasice (mașini electrice, energetică industrială, motoare cu ardere internă etc.), fie unor domenii mai recente cum ar fi cazul informaticii și al energeticii nucleare; acest lucru ca și nivelul științific al referatelor dovedesc preocupări la nivelul tehnicii mondiale actuale.

Textele și rezumatele comunicărilor, multiplicate din timp, au fost difuzate participanților la deschiderea sesiunii, fapt ce a permis o prezentare condensată a lucrărilor și a creat o participare activă la discuții.

La secția a I-a, în cadrul grupei 1, Mașini electrice, s-au prezentat 18 referate, tratînd următoarele teme generale: studiul funcționării turbogeneratoarelor în diferite regimuri de funcționare; calculul cîmpului din zona frontală a turbogeneratoarelor; transpunerea pe calculatoare numerice a

calculelor de dimensionare la turbogeneratoare de mare putere; probleme ale sistemelor de ventilație ale alternatoarelor; acționări electrice în tehnică încercării turbogeneratoarelor de puteri mari; probleme ale sistemelor de izolație pentru mașini electrice de mare putere etc. Dintre referatele prezentate, menționăm următoarele:

„Parametrii și caracteristicile în regim asincron ale turbogeneratoarelor" de C. Apetrei și M. Dogaru — I.C.P.E.T.;

„Determinarea cîmpului axial din zona frontală la turbogeneratoare pe model electrocinetic" de P. Oprișan și S. Costică — I.C.P.E.T.;

„Metodă de determinare a pierderilor în zona frontală a unui turbogenerator" de D. Stoia — I.C.P.E.T.;

„Preocupări și rezultate privind trecerea pe calculatoare cifrice a calculelor de dimensionare la turbogeneratoare de mare putere" de N. Herbei, P. Hay și M. Forschmidt — I.C.P.E.T.;

„Cercetări experimentale privind coeficientul de schimb de căldură la elemente de răcire, utilizate pentru schimbătoarele de căldură apă-hidrogen de la turbogeneratoare" de M. Slăvescu, A. Butariu, P. Hay, Gh. Dumitrescu — I.C.P.E.T.;

„Particularitățile acționării electrice a instalațiilor de echilibrare — supraturare pentru turborotoare de puteri mari" de M. Stoenescu — I.P.C.M. și P. Hay — I.C.P.E.T.;

„Asupra posibilității de estimare a duratei de viață a turbogeneratoarelor" de Gr. Curiac — I.C.P.E.T.;

„Aspectele înlocuirii legii de durată de viață a materialelor electroizolante, stabilită de Büssing W. prin cea stabilită de Montsinger V." de I. Heinrich — Institutul Politehnic Timișoara;

„Aspecte ale funcționării mașinilor sincrone în regim monofazat" de N. Herbei și I. Brand — I.C.P.E.T.;

„Cu privire la calculul momentului și curentului de pornire al motoarelor sincrone cu poli masivi" de N. Herbei și C. Pirée — I.C.P.E.T.;

„Considerații privind măsurarea descărcărilor parțiale în echipamentele termoenergetice" de Fl. Tănăsescu — I.C.P.E.;

„Considerații privind recuperarea energiei folosie la încercarea mașinilor electrice prin injectarea acesteia în sistemul energetic" de M. Gudumac — I.C.P.E.;

„Sinteza unui sistem de reglare a vitezei de rotație a unui motor de curent continuu, considerînd variația aleatoare a cuplului rezistent" de C. Marin — Universitatea Craiova;

„Predeterminarea caracteristicilor oscilocompresorului" de A. Moraru — I.P.B. și C. Tomoșoiu — I.C.P.E.T.;

„Determinarea curentului oscilomotorului electromagnetic de tip parametric" de C. Saal, E. Micu și R. Codoiu — Universitatea Brașov;

Dintre comunicările expuse în cadrul grupei a 2-a — Noi surse de energie — menționăm:

„Diagrama de funcționare a generatoarelor M.H.D. liniare de curent continuu" de C. I. Mocanu — I.P.B. și I. Dogaru — I.C.P.E.T;

„Realizarea unui plasmatron de 45 Kwt pentru generatorul M.H.I. — 01" de I. Dogaru și L. Katona — I.C.P.E.T;

„Determinarea experimentală a parametrului Hall în canalul generatorului MHD — 01" de I. Cserveny, I. Dogaru și L. Katona — I.C.P.E.T.

„Mecanisme de conducție în electrozii ceramici" de M. Onofrei, M. Diaconescu și V. Vasilescu — I.C.P.E.;

„Un nou efect termo-electric și diferitele sale manifestări" de M. Marinescu — I.C.P.E.T.;

„Sistem cvasi-simetric în mediu electrolitic, oscilator sau traductor pentru mărimi neelectrice" de V. Viniţki — I.C.P.E.T.;

În cadrul grupei a 3-a — Informatică și automatizări — s-au prezentat 22 de referate, dintre care menționăm următoarele:

„Rezolvarea pe calculatorul FELIX C — 256 a aplicației Evidența stocurilor de materiale la U.M.G.B." de M. Petcu și P. Pîrîianu — I.C.P.E.T.;

„Program pentru calculul mărimilor geometrice ale paletelor de turbină" de M. Vartolomei — I.C.P.E.T.;

„Algoritm privind decizia optimă de concepere și realizare a instalațiilor energetice de mare putere" de A. Carabulea și V. Mușatescu — I.P.B.;

„Modelarea numerică a unui sistem dinamic continuu în limbaj conversațional" de S. Anastasiu și A. Soceanu — I.P.B.;

„Criteriul de stabilitate POPOV, cu aplicații la sistemele cu parametrii distribuiți" de C. Belea și M. Ivănescu — Universitatea Craiova;

„Asupra criteriilor de stabilitate absolută a sistemelor cu întîrziere (aplicații la reglarea obiectelor energetice)" de Vl. Răzvan — I.C.P.E.T.;

„Reglarea automată a sarcinii blocurilor energetice de mare putere" de V. Milea — I.C.P.E.T.; T. Nicolau, M. Tonghioiu — I.S.P.E. și D. Teodoru — I.P.A.;

„Comenzi automate la blocurile energetice de mare putere" de D. Belu, V. Mirea — I.S.P.E., S. Morar, I. Sfetcu- I.P.A. și S. Oprescu — I.C.P.E.T.;

„Posibilități de analiză și modelare cu ajutorul calculatorului analogic a funcționării sistemului de reglaj al turbinei DSI-50" de T. Cisleschi — IRME;

„Reglarea adaptivă a turbinelor cu abur utilizînd informația apriorică asupra caracteristicilor dinamice" de P. Nicolae și D. Andrei — I. C. P. E T.;

„Ansamble de măsurare a deplasărilor, utilizate la protecția turboagregatelor de mare putere" de D. Heifler și T. Melinte — I.C.P.E.T.;

„Motorul Diesel privit ca un sistem de reglare automată cu eșanționare naturală" de M. Boița — I.C.P.E.T.;

„Variația histerezisului la elementele neliniare tip releu tranzistorizate" de M. Porțeanu — I.C.P.E.T.;

În cadrul grupei a 4-a — Energetică industrială — s-au prezentat 10 referate, din care amintim:

„Îmbunătățirea performanțelor unui cuptor de forță prin perfecționarea instalației de ardere" de V. Ghia, A. Păltănea, I. Vuza și I. Negurescu — I.C.P.E.T.;

„Considerații metodice privind eficiența economică a recuperării resurselor energetice secundare" de M. Elefterescu și St. Kovacs — I.C.P.E.T.;

„Acționarea cu turbine a turbocompresoarelor de bioxid de carbon din industria sodei, analizată exergetic în cadrul termoficării industriale" de F. Grigoriu — IPRAN;

„Curba de aptitudine, criteriu de apreciere a stabilității în funcționare a acționărilor electrice industriale la perturbații de scurtă durată" de D. M. Potlog, Gh. Copoiu, Gh. Ijoc și V. Rugină — ICENERG.

În cadrul ședinței de închidere a luat cuvîntul Acad. Remus Răduleț care, făcînd un bilanț al actualei sesiuni a ICPET, a menționat că cele peste 65 de intervenții înregistrate în cele 3 zile ale lucrărilor au adus și unele propuneri și completări ce reprezintă un ajutor în activitatea viitoare a institutului.

S-a arătat, de asemenea, că recenta sesiune de comunicări tehnico-științifice a ICPET a oferit unui număr mare de specialiști prilejul de a trece în revistă cele mai noi realizări ce le-au obținut în domeniul lor de activitate.

Ing. *Gr. Curiac*

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

CONTENTS

Stanciu, V.: **Editorial**

Electrotehnica **20** No. 10, oct. 1972, p. 361–367

DC 621.315.61.017.7.004.52

Heinrich I. **Simplified method of assessing the relative thermal wear of electric insulating materials, at exponential temperature variations.**

Electrotehnica **20**, No. 10, Oct. 1972, p. 370–377

The author sets up a method permitting to shift from the method of calculating the thermal wear of electric insulating materials, established by W. Büssing, to the method based on the life-time law — set up by V.M. Montsinger — so that the errors introduced by this passing from a complicated calculation method to a simpler one, shouls be very small.

A numerical example of this substitution method is supplied by the author : assessment of the thermal wear of paper — oil insulation used in electric transformers.

DC 621.316.545.1.014.32

Herşcovici, B. : **Mechanical stress occurring in the current circuits of high voltage rotary separators subjected to electrodynamic forces.**

Electrotehnica **20**, No 10, oct. 1972, p. 378–383

The author analyses the mechanical stress occurring in the current circuits of high voltage rotary separators subjected to the electrodynamic forces of short-circuit currents.

A study of the mechanical oscillations of the current circuits of these separators, carried aut with an analogue computer and based ou electrical diagrams and models, has offered better constructive solutions.

DC 621.352. 6 Ag

Radovici, O., Mavrodin-Tărăbic, Maria Ioana and *Solacolu, I.* : **The influence of the structure of silver — activated gas electrodes on the electro-chemical performances of fuel cells and metal — air cells.**

Electrotehnica **20**, No. 10, 1972, p. 383–339

The authors have built silver gas electrodes of MSK type („Mono Skelet Katalyst) and DSK type („Doppel Skelet Katalyst") with total porosities ranging between 20 and 60 p.c. The electrodes have been structurally characterized by the determination of the size and distribution of pores, the global porosity and the specific internal surface. The authors have studied the oxygene reduction reaction with different types of electrodes, at 25°C, in KOH 5 N solution and at oygene overpressures ranging between 25 and 400 mm Hg. The study presents conclusions regarding the relationship between the gas electrode structure and its electrochemical efficiency, setting up the best operation conditions of these electrodes.

NEWS FROM THE C.E.I. 390–393

INVENTIONS 393–394

DOCTOR'S THESES 394–395

REPORTS 395–399

CHRONICLE 399–400

SOMMAIRE

Stanciu, V.: **Editorial**

Electrotehnica **20**, no. 10, oct. 1972, p. 361–367

CD 621.315.61.017.7.004.62

Heinrich, I. : **La simplification des méthodes d'évaluation de l'usure thermique relative des matériaux électroisolants lors d'une variation exponentielle de la température en rapport avec la durée.**

Electrotehnica **20**, no. 10, oct. 1972, p. 370–377

On établit une méthode qui permet de renoncer à la méthode de calcul de l'usure thermique relative des matériaux électroisolants, basée sur la lois de la durée de viabilité, établie par Büssing W, et d'adopter une méthode de calcul basée sur la loi de la durée de la viabilité, établie par Montsinger V. M., de sorte que à la suite de ce passage d'un méthode de calcul plus compliquée, à une autre plus simple, les erreurs introduites soient très petites. La méthode de remplacement présentée est interpretée numériquement pour l'isolation papier-huile, qui est utilisée dans la construction des transformateurs électriques.

CD 621.316.545.1.014.32

Herşcovici, B. : **Sollicitations aux forces électrodynamiques des voies de courant des séparateurs rotatifs de haute tension.**

Electrotehnica **20**, no. 10, oct. 1972, p. 378–383

On étudie les sollicitations mécaniques dans les voies de courant des séparateurs rotatifs de haute tension soumises aux forces électrodynamiques des courants de court circuit. On élabore des schémas et des modèles électriques pour l'étude des oscillations mécaniques de la voie de courant afférente à ces séparateurs, les résultats obtenus ainsi, sur un calculateur analogique, permettant des perfectionnements constructifs.

CD 621.352. 6 Ag

Radovici, O., Mavrodin-Tărăbic, Maria, Oneca Ioana et *Solacolu, I.* : **L'influence de la structure des électrodes de gaz activés avec de l'argent sur les performances électrochimiques des piles à combustible et des piles métal air.**

Electrotehnica **20**, no. 10, oct. 1972, p. 383–389

On a réalisé des électrodes de gaz en argent, du type MSK („Mono Skelet Katalyst") et du type DSK („Doppel Skelet Katalyst") à porosités totales comprises entre 20 et 60%. Les électrodes ont été caractérisés du point de vue structurel, en déterminant la dimension et la mode de répartition des pores, la porosité globale et la surface spécifique interne. On a étudié la réaction de réduction de l'oxygène sur les différents types d'électrodes réalisés, la température de 25°C dans la solution de KOH 5 N, à des surpressions de l'oxygène comprises entre 25 et 400 mm Hg. On présente des conclusions en ce qui concerne le rapport qui existe entre la structure de l'électrode de gaz et son efficience électrochimique et on établit le régime optimum de fonctionnement d'un électrode de ce type.

DE L'ACTIVITÈ DU C.E.I. 390–393

INVENTIONS 393–394

THÉSES DE DOCTORAT 394–395

RÉFÉRATS 395–399

CHRONIQUE 399–400

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.312 INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

CZ 621.312 ; 681.14 – 5238
Pădarev, N. şi *Rusinov , G.* **Optimizarea tăierii tolelor în industria electrotehnică cu ajutorul calculatoarelor.** În : Elektro Promîşlenosti ; Priborostroenie, **VI**, nr. 4 apr 1971, p. 127 — 130, 4 fig, 3 ref. bibl.

CZ 621.313 MAŞINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU şi ALTERNATIV. GENERATOARE. MOTOARE.

CZ 621.313.13.1814 ; 621.313.36
Puternicki, P. **Probleme privind proiectarea şi producţia motoarelor cu colector de putere mică, în legătură cu posibilitatea de satisfacere a nevoilor economiei naţionale.** În : Przeglad Elektrotechniczny nr. 11, 1971, p. 474—479, 4 fig, 1 tabel, 5 ref. bibl.

CZ 62.313.32
Julovian, V. V. **Metodă generală pentru construirea diagramei curenţilor maşinii sincrone.** În : Elektricestvo nr. 10, 1971, p. 7—9, 3 fig, 6 ref. bibl.

CZ 621.313.33 – 185.4
Mader, M. **Maşini asincrone de viteză mare.** In : Siemens — Z **45**, nr. 9, 1971, p. 590—594, 7 fig. 6 ref. bibl.

CZ 621.313.333
Dundarov, P. **Dependenţă între pierderi şi încălzire în motoarele asincrone cu motoare bobinate pentru macarale.** În : Elektro Promîşlenosti, Priborostroenie, **VI**, nr. 6, 1971, p. 218—221 2 fig. 1 tabl, 2 ref. bibl.

CZ 621.313.333 : 534.837
Račev, D. Iliev, I. şi *Skordeva, G.* **Posibilităţi de reducere a zgomotului ventilatorului pentru motoare asincrone de mică putere.** În : Elektro Promîşlenosti ; Priborostroenie, **VI**, nr. 6, 1971, p. 221—224, 4 fig, 5 ref. bibl.

CZ 621.313.333.016.1.018.6.001.24 ; 621.314.632
Sepping A. E. **Calculul pulsaţiei cuplului unui motor asincron cu punte de redresare în circuitul rotorului.** În : Elektricestvo nr. 10, 1971, p. 9—13, 2 fig, 7 ref. bibl.

CZ 621.313.333 – 213
Kiradžiev, N. Mosëekov, K. şi *Pejčev, R.* **Cerinţele unei instalaţii de protecţie termică a motoarelor asincrone bazate pe utilizarea termistoarelor (pozistori).** În : Elektro Promîşlenosti Priborostroenie, **VI**, nr. 6, iunie 1971, p. 224—226 ; 2 fig, 1 tabl, 8 ref. bibl.

CZ 621.314 TRANSFORMAREA ENERGIEI ELECTRICE. TRANSFORMATOARE. CONVERTIZOARE. REDRESOARE. COMUTATRICE.

CZ 621.314.2.014 – 3 ; 621.3.015.334.083
Mihalkovićs Tibor. **Determinarea tensiunilor reziduale la întreruperea transformatoarelor în scurtcircuit.** În : Elektrotechnika **64**, nr. 6, 1971, p. 161—167, 8 fig. 5 tabl, 3 ref. bibl.

CZ 621.314.21.014.32
Zenova, P. U., Ivanov, SM, Lurie, I.S. şi *Milman, I.L.* **Stabilitatea electrodinamică a înfăşurărilor exterioare şi transformatoarele de mare putere.** În : Elektricestvo nr. 10, 1971, p. 17, 6 fig, 10 ref. bibl.

CZ 621.314.222.6
Minčev, S.M. şi *Mikolov, T.M.* **Funcţionarea unui transformator alimentat cu o tensiune dreptunghiulară în regim staţionar.** În : Elektro Promîşlenosti ; Priborostroienie, **VI** nr. 5, mai 1971, p. 167 — 170, 3 fig, 5 ref. bibl.

CZ 621.314.632.001.5
Jemerov, G.G. şi *Levitan I.I.* — **Factorul de putere al redresoarelor comandate cu cascadă.** În : Elektricestvo, nr. 10, 1971, p. 27—30, 4 fig. 2 ref. bibl.

CZ 621.315 TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLE CONDUCTOARE. MATERIALE DE INSTALAŢII

CZ 621.315

Nirrengarten, A. **Defectele izolării în cablurile de curent slab, localizarea cu ajutorul curentului continuu.** În : Elektrotech, Z (ETZ—B) **23** nr. 20, 1 oct. 1971, p. 489—491, 6 fig. 3 ref. bibl.

CZ 621.315 : 621.3

Saure, M. **Materiale plastice în electrotehnică. Noi exemple de utilizare.** În : Elektrotech. Z (ETZ—B) **23**, nr. 23, 11 dec. 1971, p. 559—574, 6 fig., 29 ref. bibl.

CZ 621.315 :621.317
Rietz, S. **Localizarea defectelor în reţelele de joasă tensiune.** În : Elektrotech. Z (ETZ—B) **23**, nr. 20, 1 oct 1971, p. 486—488, 6 fig. 1 ref. bibl.

CZ 621.315.2 : 699.81 : 654.05

Szabo, Istvan. **Aplicarea detectoarelor de fum la semnalizarea din timp a incendiilor în camerele cablurilor electrice.** În : Electrotechnika **64**, nr. 6, 1971, p. 180—186, 15 fig. 4 ref. bibl.

CZ 621.315, 317.313

Pölzlbauer, A. **Izolarea rotorului şi statorului prin pulverizarea răşinilor epoxi în pudră.** În : Elektrotech. Z (ETZ—B) **18**, 3 sept 1971, p. 428—429, 4 fig.

CZ 621.315.554

Manikatov, J. **Tehnologia de obţinere a materialului de contact din sîrmă Wolfram — Cupru.** În : Elektro Promîşlenosti ; Priborostroenie, **VI**, nr. 5, mai 1971, p. 188—190, 4 fig, 6 ref. bibl.

CZ 621.315.624.4

Shamsiev S. A. **Estimarea influenţei parametrilor izolatorilor murdari (contaminaţi) asupra tensiunii de descărcare la umezeală.** În : Elektricestvo, nr. 10, 1971, p. 38—43, 4 fig 6 tabl, 4 ref.

CZ 621.316.729 : 658.527

Nikolov, P. M. şi *Petkov, M. E.* **Aparatură pentru studiul proceselor de electroeroziune.** În : Elektro Promîşlenosti ; Priborostroenie, **VI**, nr. 4 apr. 1971, p. 121 — 123, 1 tabl.

CZ 621.316 Distribuirea energiei electrice. Reţele. Redeschiderea şi închiderea circuitelor. Reglarea mărimilor electrice. Protecţia aparatelor şi instalaţiilor.

CZ 621.316.066. 6.001.4

Höft,H . — **Determinarea teoretică a duratei de viaţă a contactelor electrice cu luarea în considerare a fenomenului de electroeroziune.** În : Elektrotechnika, **64**, nr. 8—9 — 1971 p. 208—212, 6 fig, 1 tabl, 11 ref. bibl.

V/O „ELECTRONORGTEHNIKA" participă pentru prima oară la Tîrgul Internaţional de la Bucureşti şi expune la standul propriu CALCULATOARELE ELECTRONICE CU CLAVIATURĂ cu montaje integrate, fabricate de industria constructoare de aparate a Uniunii Sovietice: „ISKRA—110", „ISKRA—111" şi „ISKRA—122", destinate calculelor tehnice, ştiinţifice, matematice şi statistice.

Vizitaţi standul nostru în Pavilionul Uniunii Sovietice la Tîrgul Internaţional de la Bucureşti în perioada 15—24 octombrie 1972.

Adresa noastră: V/O „ELECTRONORGTEHNIKA" 32/34, Smolenskaia—Sennaia MOSCOVA G—200
121200, U.R.S.S.
Telefon: 251-39-46
Telegrame: ELORG MOSCOVA 200
Telex: 7586

PUBLICOM

Abonaţi-vă

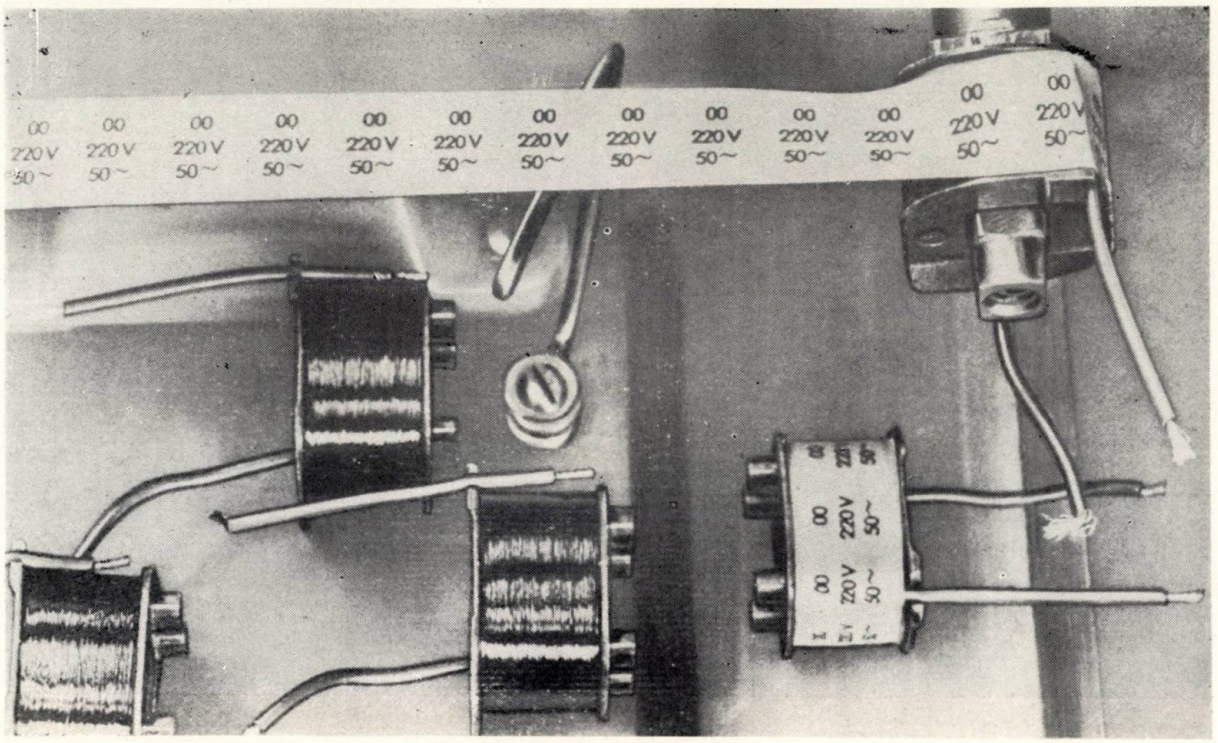
la revistele:

CONSTRUCŢIA DE MAŞINI

AUTOMATICA şi ELECTRONICA

ELECTROTEHNICA

Industria electrotehnică rezolvă numeroase probleme folosind banda de lipit tesa



Benzile de lipit electroizolatoare tesa s-au verificat în fabricarea înfăşurărilor pentru transformatoare ca izolaţie de miez şi ca izolaţie intermediară, la lipirea straturilor de bobinaj, ca bandaje de capăt la bobine, sau la întărirea marginilor căptuşelii crestăturilor. Acestea sînt doar cîteva exemple din vastul domeniu de aplicare în electrotehnică

PUBLICOM

Vă rugăm, trimiteţi cuponul alăturat şi veţi primi material informativ detaliat.

Cupon*:

Dorim să ne informăm în mod gratuit şi fără a ne asuma o obligaţie. Vă rog să ne trimiteţi:

- ☐ Informaţii amănunţite în legătură cu benzile de lipit electroizolatoare tesa
- ☐ Cîteva mostre de role (rugăm indicaţi modul de folosire)
- ☐ O ruletă cu bandă tesa pentru biroul meu

Firma (întreprinderea)

Secţia

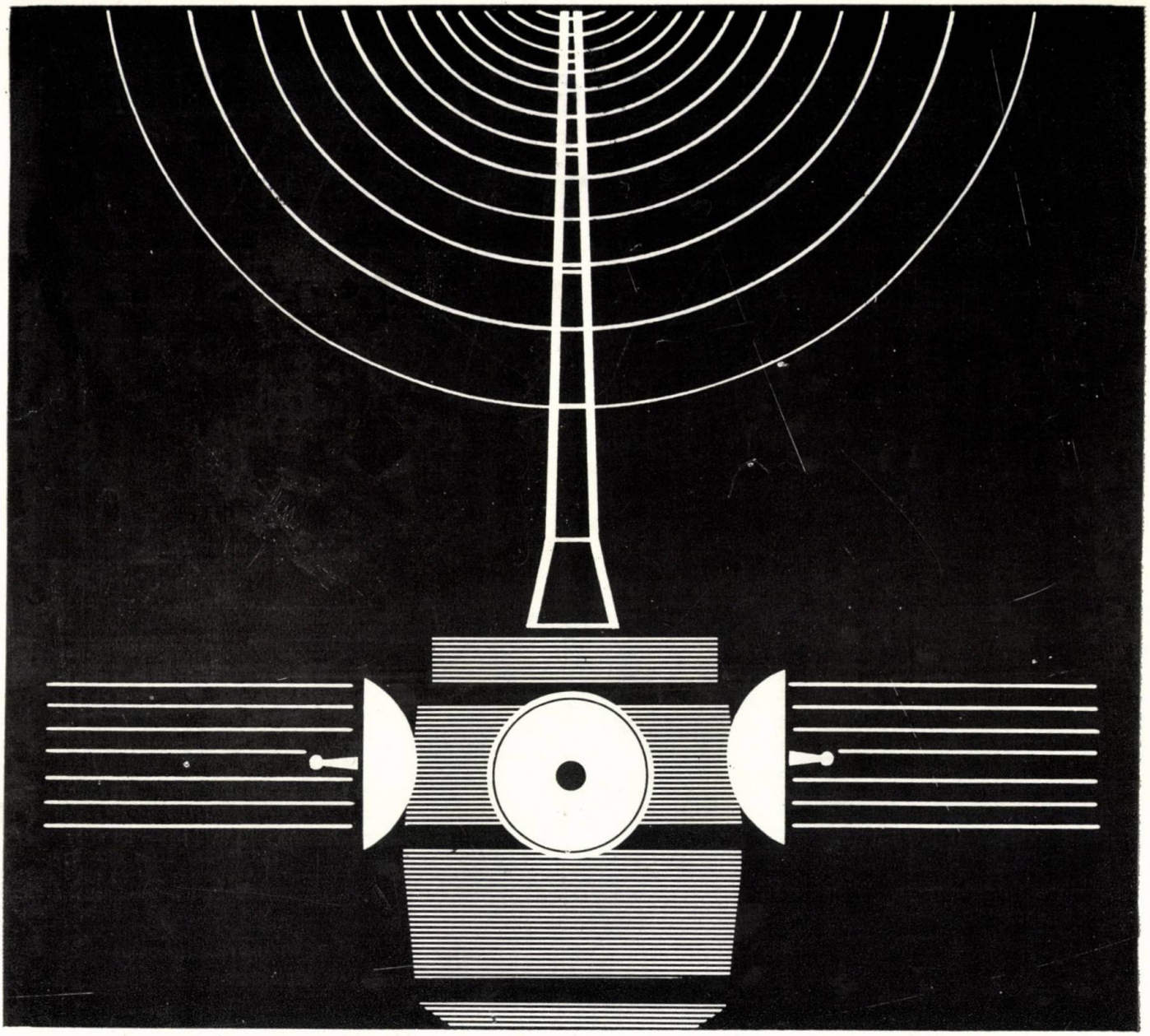
Adresa

* Decupaţi cuponul, indicaţi cele dorite şi trimiteţi la adresa.

tesa

BEIERSDORF, AG, 2 Hamburg 20. Unnastrasse 48

Republica Federală a Germaniei



Comunicarea și transmiterea modernă de informații prin tehnica telecomunicațiilor RFT

RFT

Sistemul unitar de bandă largă, permite montarea liniilor sau a rețelelor de radiorelee în domeniile de frecvență recomandate pe plan internațional, ca o parte integrantă a sisemului informațional complex cu aplicații universale. Acest sistem cuprinde un program special de produse RFT pentru montarea unor rețele telefonice staționare sau mobile, regionale sau naționale, ca și pentru realizarea de intercomunicații.

De peste 20 de ani întreprinderea noastră de comerț exterior reprezintă cu succes industria RFT în comerțul mondial. Vă oferim : aparate telefonice, centrale telefonice, telexuri, instalații cu curenți purtători cu canale înalte și joase,instalații de modulații pulscode, instalații de radiorelee, dispozitive finale pentru transmiterea lentă de date, instalații de transmitere și recepție radio, instalații și aparate de radiocomunicație US pentru circulație și pentru televiziunea aplicată.

Vizitați standul colectiv al Republicii Democrate Germane la tîrgul internațional din București, pavilionul T, între 15 și 24 oct 1972.
Produsele RFT sînt doar o parte din oferta totală de instalații și aparate ale industriei electrotehnice și electronice din Republica Democrată Germană.

Informații prin:
Biroul tehnico-comercial
AHB—Elektrotechnik bei der HPA
Ambasada RDG din RSR

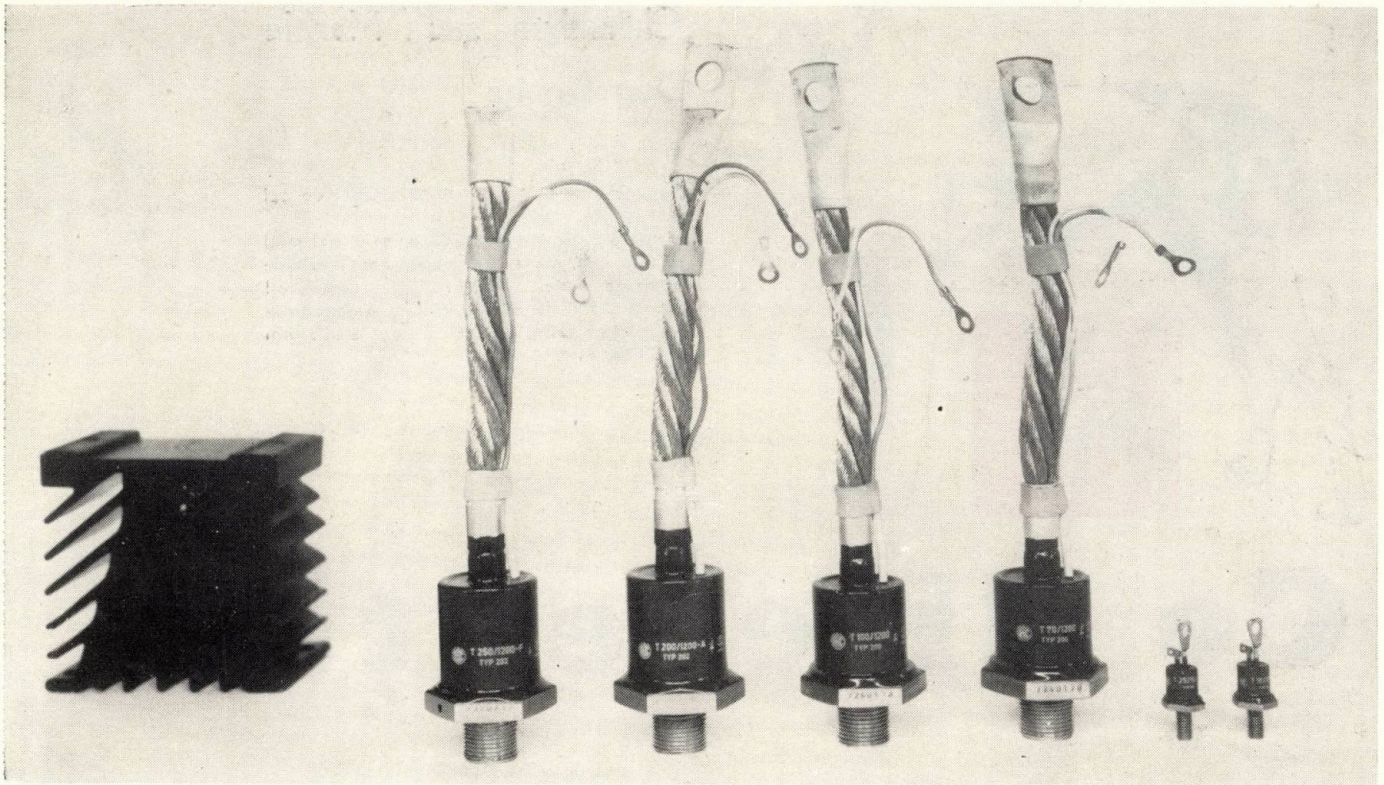
Calea Dorobanților 14
BUCUREȘTI

Elektrotechnik

EXPORT-IMPORT

VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
DDR 102 BERLIN·ALEXANDERPLATZ
HAUS DER ELEKTROINDUSTRIE

PUBLICOM



ELEMENTELE SEMICONDUCTOARE ŞI APLICAŢIILE LOR

Prin dezvoltarea rapidă şi cu succes a producţiei de celule de siliciu, de tiristoare şi de simistoare, constructorii şi proiectanţii dispun în ultimii ani de o serie de elemente, care permit introducerea electronicii în toate domeniile industriei electrotehnice. Dintre elementele semiconductoare de mare randament, următoarele şi-au găsit o vastă aplicare în electronica industrială :

a) **Diodele,** elemente semiconductoare, care permit trecerea unui curent în consumator, la o polaritate a tensiunii anodice. Mărimea acestora este dependentă de tensiunea de legătură şi de rezistenţa consumatorului. La o polaritate inversă, diodele permit trecerea unui curent foarte slab (la diode de putere, de ordinele 10^{-7} pînă la 10^{-5} A) spre consumator. În cazul cînd dioda este supusă unei sarcini mai mari decît valoarea tensiunii de trecere, aceasta se defectează. Domeniul principal de aplicare al diodelor sînt redresoarele.

b) **Tiristoarele** au capacitatea de a bloca tensiunea electrică la ambele polarităţi ale tensiunii anodice. În circuitul electric în care sînt introduse, permit trecerea curentului la tensiunea anodică pozitivă în cazul cînd aşa numitul electrod de comandă este alimentat cu un curent suficient de mare (de ordinele 10^{-3} pînă la 10 A).

c) **Simistoarele** blochează ca şi tiristoarele tensiunea de alimentare la ambele polarităţi. Domeniile principale de aplicare sînt comanda şi comutarea de linii de curent alternativ precum şi în domeniul redresoarelor comandabile şi în special al redresoarelor reversibile.

d) **Din aplicaţiile semiconductoarelor** amintim şi sistemul universal de subansambluri pentru comutatoare fără contact, Noconta AC, folosite în mare măsură în tehnica iluminării, în instalaţii de cuptoare electrice, la aparate de coordonare, la reglarea unor procese biologice şi chimice, la pornirea şi reglarea turaţiei motoarelor asincrone, la comanda de electromagneţi, la aparate de măsură şi control, precum şi ca sursă de curent de tensiune alternativă variabilă, respectiv la curent alternativ (în locul unui transformator de reglaj).

Producătoare de elemente semiconductoare este Uzina de Semiconductoare a Întreprinderii de Stat ČDK-Praga.

Broşuri cu date complete vă pune la dispoziţie unicul exportator de elemente semiconductoare, Întreprinderea de Comerţ Exterior, PRAGOINVEST, Căsuţa poştală 890, Praga 9, Cehoslovacia

pragoinvest

PUBLICOM

Chihuahua sau Marele Dog Danez

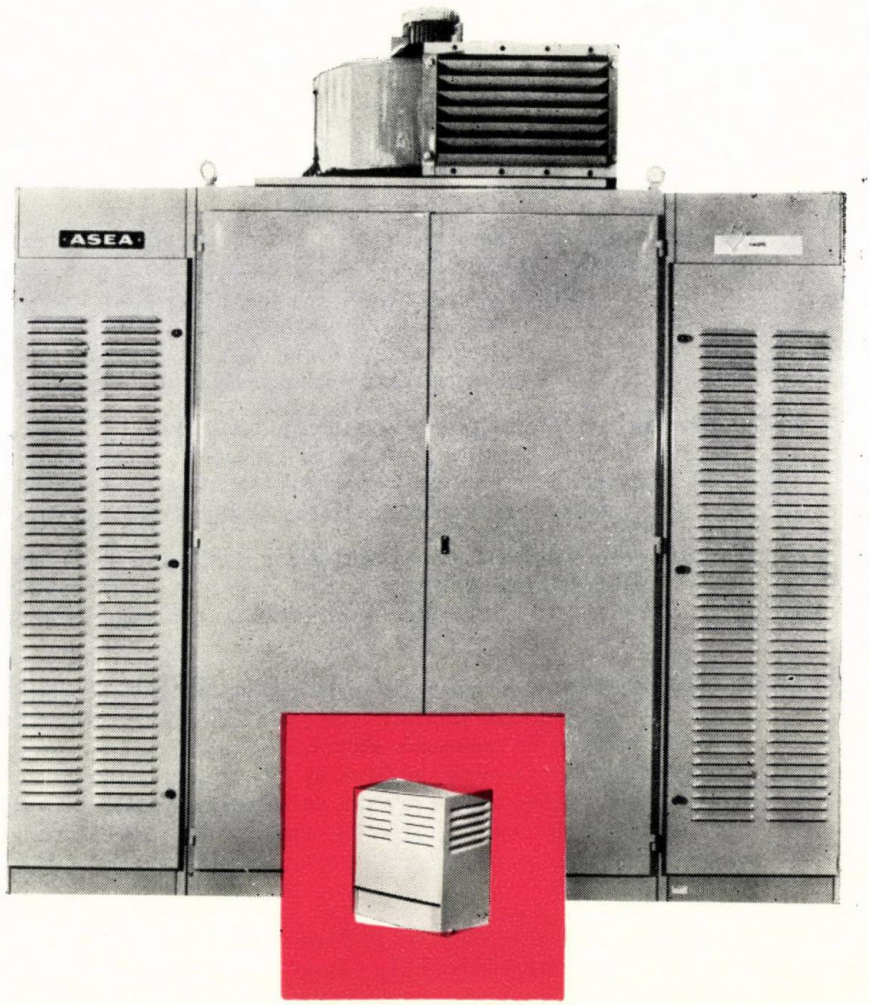
Cel mai mic ciine din lume alături de cel mai mare.
O comparație simbolică între cele mai mici și cele mai mari redresoare cu tiristoare fabricate de ASEA. Ce modele! De la 2 kW la 20.000 kW Ce economie de spațiu! Diferite înăltimi de la 300 mm la 2.800 mm.

Ce diferenţă!

Vasta serie de redresoare cu tiristoare ASEA pentru toate utilizările și toate gamele de puteri posibile. Iată numai cîteva exemple

- Antrenare mecanică, 2 kW pînă la 20.000 kW și chiar mai mult ; curent continuu sau alternativ
- Prelucrări de suprafețe
- Controlul frecvenței la cuptoare electrice de inducție etc.
- Electroliză
- Compensare de fază
- Încărcare de baterii
- Alimentare de la rețea, fără întrerupere

Multe din redresoarele menționate mai sus se pot livra din stoc fiind produse standard. Chiar și cele mai complexe redresoare sînt standardizate grație metodei de proiectare modulară. Ele sînt în același timp adaptabile la orice întrebuințare specială.
Toate redresoarele noastre de mare putere sînt prevăzute cu renumitele tiristoare ASEA. Circuite electronice controlează tiristoarele asigurînd cele mai bune rezultate operative în toate cazurile.
Redresoarele cu tiristoare ASEA vă fac să înțelegeți de ce deținem un loc de frunte în industria electronică.



Dacă doriți să știți mai multe — întrebați-ne!
Electronics division, ASEA
S—721 83 VÄSTERÅS, Suedia

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

ASEA

Reprezentanțe în peste 70 de țări

PUBLICOM

UZINA DE MAŞINI ELECTRICE

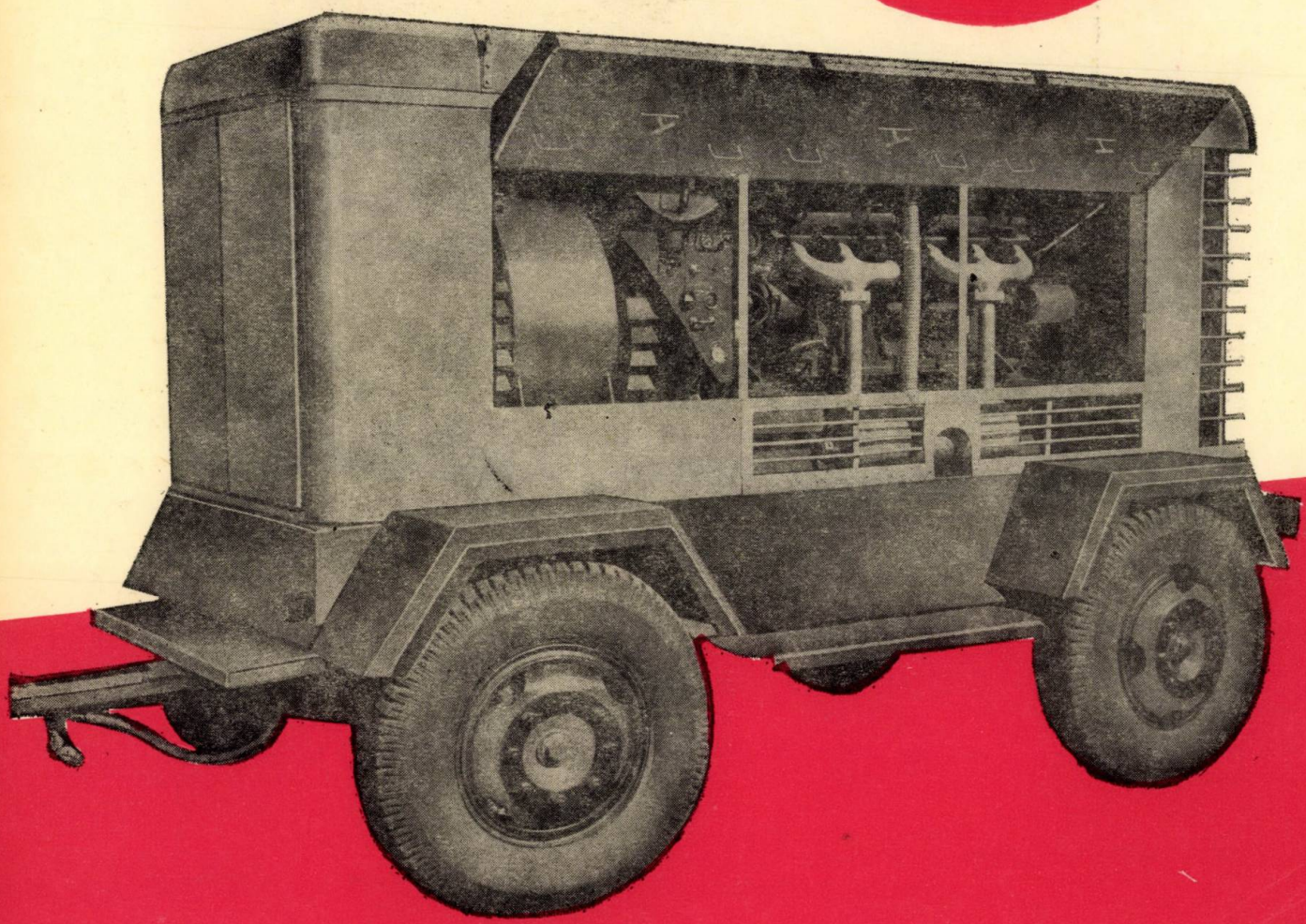
București, str. HO ŞI MIN, Nr. 4, sector 7, telefon : 31.52.20

Produce

GRUPURI ELECTROGENE DE CURENT ALTERNATIV

Datele tehnice ale grupurilor electrogene

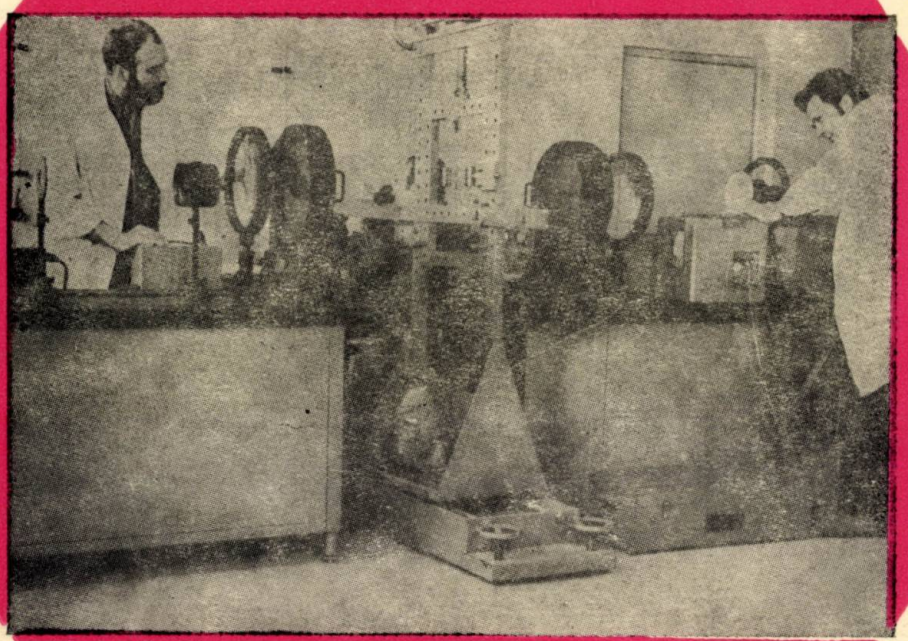
Tipul grupului	Puterea, kVA	Tipul motorului	Capacitatea rezervorului de motorină sau benzină, l	Greutatea grupului necapotat, kg
GTEA 4/220 TS monofazat	4	2S9	18	200
GTE 5/400 TS	5	2S9	18	210
GTE 5/231 TS	5	2S9	18	210
GTE 16/400 TS	16	D-30	40	800
GTE 16/231 TS	16	D-30	40	800
GTE 38/400 TS	38	D-107 A	80	1350
GTE 80/400 TS	80	V516 NH	100	2300
GTE 80/231 TS	80	V 516 NH	100	2300
GTE 125/400 TS	125	DSRG—170 sau	120	3400
GTE 125/231 TS	125	519 VH	120	3400



INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

Institut decorat cu ordinul muncii clasa I

1973 IUN 1 51



Intenţionaţi desigur să vă diversificaţi produsele pe care le fabricaţi, pentru a fi tot mai competitive !

Cu siguranţă că vă puneţi problema caracterizării unor materiale pe care le utilizaţi în producţie, pe care aţi dori poate să le înlocuiţi cu altele mai bune sau mai ieftine !

Poate nu vă este indiferentă calitatea şi fiabilitatea produselor dvs., doriţi standuri şi metode de încercări care să vă dea, în orice moment, indicaţii asupra nivelului tehnic la care aţi ajuns cu produsele !

Exportaţi produse. Vreţi să ştiţi ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizaţi să reziste corect la climatele cele mai diferite ?

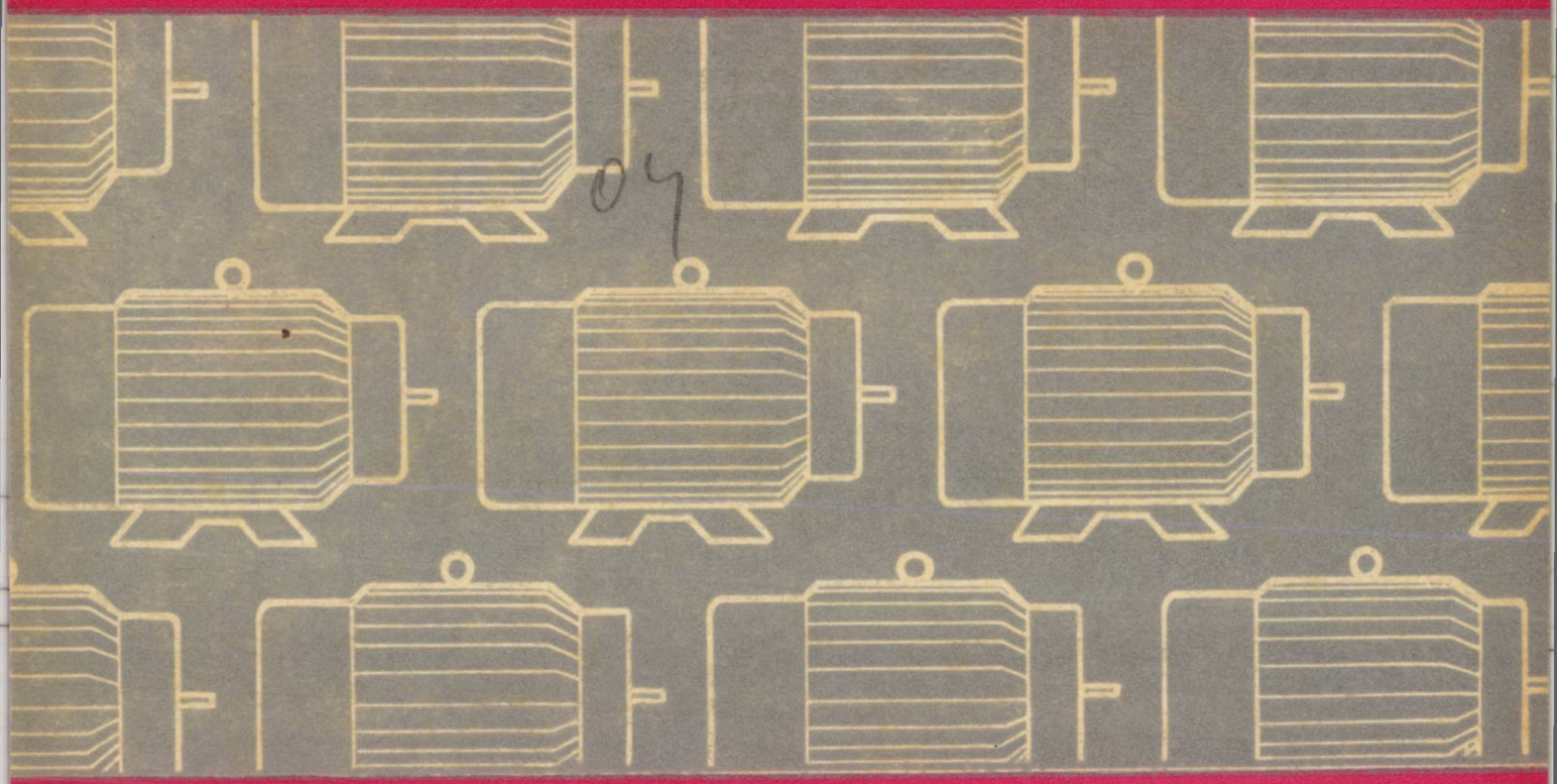
La toate aceste întrebări ca şi la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare şi Proiectare pentru Industria Electrotehnică (ICPE) care în această perioadă îşi întocmeşte planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură şi standuri de încercări moderne, specialişti de înaltă calificare, ateliere proprii de construcţii prototipuri, o experienţă de 20 ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteţi să i-o acordaţi.

BUCUREŞTI • BD. T. VLADIMIRESCU Nr. 45-47 - TELEFON: 31.41.00

E 2040

ELECTROTEHNICA



ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 20 • Nr. 11 • NOIEMBRIE 1972

11

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEASA

Str. EROU IANCU NICOLAIE Nr. 32
BUCUREŞTI II — ROMÂNIA
TELEFON 33.38.30 TELEX 011.203
SERV. DESFACERE: 33.53.22 — 33.53.17

Produce:

COMPONENTE PASIVE

REZISTOARE

— cu peliculă de carbon
— bobinate

TERMISTOARE CERAMICE

— cu coeficient de temperatură negativ

CONDENSATOARE

— polistiren (tip STYROFLEX)*
— poliester metalizat (tip MYLAR)**
— hîrtie metalizată
— hîrtie şi ceară
— hîrtie şi ulei
— pentru echipament auto
— pentru antiparazitare
— electrolitice normale
— electrolitice miniatură
— ceramice de tip I
— ceramice de tip II

CABLAJE IMPRIMATE

— simplu faţă
— dublu faţă

COMPONENTE ACTIVE CU Ge

TRANZISTOARE

— de joasă frecvenţă
de mică putere
de medie putere
de putere
— de înaltă frecvenţă şi drift de mică putere

DIODE

— cu contact punctiform
— redresoare de medie putere
— fotodiode

COMPONENTE ACTIVE CU Si

TRANZISTOARE PLANARE

— de înaltă frecvenţă şi comutaţie

DIODE

— stabilizatoare de tensiune, de mică putere
— redresoare de mică putere
— redresoare de medie putere
— redresoare pentru puteri mari

CIRCUITE INTEGRATE

LOGICE

— de viteză medie
— rapide

LINIARE

* STYROFLEX: marca înregistrată Nord deutsche Seekabelwerke A.
** MYLAR: marcă înregistrată Du Pont

ani
1962-1972

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRES * DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT *

ELECTROTEHNICA

Anul 20 Nr. 11, pag. 401 — 440 noiembrie 1972

CUPRINS

CZ 621.3.014.31.001.25 : 621.3.064.3

Sasu Mimi; **Stabilirea condiţiilor de stingere şi de reaprindere ale unui arc electric cu ajutorul calculatorului analogic.**

Electrotehnica **20**, nr. 11, nov 1972, p. 401–409

Pentru rezolvarea modelelor matematice obţinute prin cuplarea ecuaţiilor care descriu comportarea arcului electric de întrerupere cu ecuaţiile diferenţiale ale unui circuit simplu de curent alternativ, în care se presupune a fi conectat întreruptorul, s-a utilizat un calulator analogic. Înregistrările în funcţie de timp ale tensiunii, curentului şi rezistenţei arcului electric după trecerea prin zero a curentului întrerupt, au permis să se stabilească condiţiile de reaprindere şi condiţiile de stingere definitivă ale arcului.

CZ 621.316.542.7.066.6 : 621.314.2.072.2

Ionescu, M.: **Rezistenţa de trecere a rolei de contact de la autotransformatoarele cu raport de transformare variabil.**

Electrotehnica **20**, nr. 11, nov 1972, p. 409–416

Se examinează analitic rezistenţa electrică proprie a unei role cilindrice formată din două medii de rezistivitate constantă dar diferită, rola fiind alimentată între două zone laterale.

CZ 621.317.734.072.2

Antoniu, M.: **Un megohmmetru cu microampermetru şi stabilizator de tensiune.**

Electrotehnica **20**, nr. 11, nov 1972, p. 416–423

Se prezintă un microampermetru cu ecuaţia de funcţionare cuadratică şi se examinează influenţa acesteia din urmă asupra limitelor de măsurare ale megohmmetrului respectiv, cum şi asupra tensiunii aplicate pe obiectul de încercat. Se descrie un megohmmetru tranzistorizat de 2500 V, cu microampermetru şi stabilizator de tensiune, construit în întregime cu materiale şi componente produse în ţară.

CZ 621.317.444

Tănăsoiu, C., Nicolae, I. şi *Florescu, V.*: **Magnetometru vibraţional, pentru determinarea parametrilor magnetici ai materialelor fero— şi ferimagnetice.**

Electrotehnica **20**, nr. 11, nov. 1972, p. 423–429

Se prezintă construcţia unui magnetometru vibraţional destinat măsurătorilor parametrilor magnetici pe materiale fero şi ferimagnetice. Principiul de funcţionare se bazează pe inducerea unei tensiuni alternative într-un set de bobine, variind fluxul magnetic dat de proba magnetică prin vibrarea acesteia cu ajutorul unui vibrator de frecvenţe joase. Parametrii magnetici care se pot determina cu ajutorul acestui instrument sînt: momentul magnetic specific de saturaţie, inducţia remanentă, cîmpul coercitiv. Se pot, de asemenea trasa curba de magnetizare şi ciclul de histerezis. Sînt prezentate rezultatele măsurătorilor efectuate pe o serie de ferite magnetic moi şi dure.

CZ 621.352.6.011

Mavrodin-Tărăbîc Maria, Onaca Ioana şi *Solacolu, I.*: **Pilele cu combustibil lichid — surse chimice de curent cu efiicenţă superioară. Caracteristicile optime ale combustibililor, oxidanţilor şi electroliţilor.**

Electrotehnica **20**, nr. 11, nov. 1972, p. 430–433

Se prezintă pilele cu combustibili lichizi şi se fac consideraţii asupra caracteristicilor optime ale combustibililor, oxidanţilor şi electroliţilor utilizaţi în aceste surse chimice de curent.

TEZE DE DOCTORAT 433–434

REFERATE 434–437

CRONICĂ 437–440

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. PL. ANDRONESCU; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. șt. tehn. A. AVRAMESCU – redactor responsabil; ing. V. BUNEA; ing. V. CIOFU; prof. dr. doc. șt. tehn. V. CORLĂTEANU; ing. ȘT. GROSU; prof. dr. ing. G. HORTOPAN – redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. LAZARIDE; dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. M. OPASCHI; ing. A. POPA; prof. ing. CRISTIANA POPESCU; ing. VL. POPOVICI; academician prof. dr. doc. șt. tehn. ing. R. RĂDULET; ing. R. VLĂDOIANU.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, sub îndrumarea științifică a Institutului de cercetare și proiectare pentru industria electrotehnică, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon director: 14.62.67. Redacția: București, str. Mândinești nr. 3, sector IV; telefon secretar general de redacție: 13. 90. 87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon: 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala sectorului 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația" București, str. Brezoianu, nr. 23 — 25, *c. 1776. Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 137/399/1972*

41 400

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.3.014.31.001 25:621.3.064.3

Casy Мими: **Установление условий гашения и зажигания электрической дуги при помощи аналоговой вычислительной машины.**

Electrotehnica **20**, № 11, ноябрь 1972, стр. 401–409

Для решения математических моделей, полученных путем включения уравнений, описывающих поведение электрической дуги отключения с дифференциальными уравнениями простой цепи переменного тока, в которой предполагается включение выключателя, применяли аналоговую вычислительную машину. Записи напряжения тока и сопротивления электрической дуги в зависимости от времени после нулевого перехода выключенного тока позволили установить условия зажигания и условия окончательного гашения дуги.

ДК 621 316.542.7.066.6:621.314.2.072.2

Ионеску, М.: **Переходное сопротивление контактного ролика на автотрансформаторах с переменным отношением трансформирования.**

Electrotehnica **20**, № 11, ноябрь 1972, стр 409–416

Рассматривается, с аналитической точки зрения, собственное электрическое сопротивление цилиндрического ролика, состоящего из двух сред постоянного удельного сопротивления, однако различного, т.к. питание ролика осуществляется между двумя боковыми зонами.

ДК 621.317.734.072.2

Антониу, М.: **Мегомметр с микроамперметром и стабилизатор напряжения.**

Electrotehnica **20**, № 11, ноябрь 1972, стр. 416–423

Описывается микроамперметр с квадратическим функциональным и рассматривается его влияние на пределы измерения данного мегомметра, а также на напряжение, подаваемое на испытуемый предмет. Описывается транзисторный мегомметр в 2 500 в с микроамперметром и стабилизатором напряжения, полностью изготовленный из отечественных материалов и составных частей.

ДК 621.317.444

Тэнэсою, К., Николае, И. и *Флореску, В.:* **Вибрационный магнетометр для определения магнитных параметров ферро- и ферримагнитных материалов**

Electrotehnica **20**, № 11, ноябрь 1972, стр. 423–429

Описывается конструкция вибрационного магнетометра, предназначенного для измерения магнитных параметров на ферро- и ферримагнитных материалах. Принцип работы основывается на подаче переменного напряжения в комплект катушек, изменяя магнитный поток, поступающий от магнитной пробы путем ее вибрирования при помощи вибратора низкой частоты. Магнитные параметры, которые можно определять при помощи этого прибора следующие: магнитный момент насыщения, остаточная индукция, коэрцитивное поле. можно катже построить кривую намагничивания и гистерезисный цикл. Приводятся результаты измерений, проведенных на ряде магнитных сил, мягких и твердых.

ДК 621.352.6.011

Мавродин-Тэрэбык, Мария, Онака Иоана и *Солаколу, И.:* **Элементы с жидким топливом — химические источники тока высокой эффективности. Оптимальные характеристики топлива, окислителей и электролитов.**

Electrotehnica **20**, № 11, ноябрь 1972, стр. 430–433

Описываются элементы с жидким топливом и проводится оптимальная характеристика топлова, окислителей и электролитов, применяемых для этих химических источников тока.

ДОКТОРСКИЕ ДИССЕРТАЦИИ 433–434

ДОКЛАДЫ 434–437

ХРОНИКА 437–440

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.3.014.31.001.25 : 621.3.064.3

Sasu Mimi: **Festlegung der Lösch-und Widerzündungsbedingungen eines Lichtbogens mit Hilfe des Analogrechners**
Electrotehnica **20**, H. 11, Nov. 1972, S. 401–409

Zwecks Lösung der mathematischen Modelle, die durch die Verbindung der Gleichungen zur Bestimmung des Verhaltens des Abschaltlichtbogens mit den Differentialgleichungen eines einfachen Wechselstromkreises, in dem der Unterbrecher eingeschaltet wäre, erzielt wurden, ist ein Analogrechner verwendet worden. Die, im Zeitverhältnis vorgenommenen Aufzeichungen der Stromspannung und des Widerstands des Lichtbogens nach dem Nulldurchgang des unterbrochenen Stroms gesttatete die Festlegung der Wiederzündungsbedingungen und der Bedingungen der endgültigen Löschung des Lichtbogens.

DK 621.316.542.7.066.6 : 621.314.2.072.2.

Ionescu, M.: **Übergangswiderstand der Stromabnehomerrolle bei Spartranformatoren mit veränderlichem Umformungsverhältnis**
Electrotehnica **20**, H. 11, Nov. 1972, S. 409–416

Vom analytischen Standpunkt aus, wird der elektrische Eigenwiderstand einer zylindrischen Stromabnehmerrolle untersucht, die aus zwei konstanten, jedoch unterschiedlichen spezifischen Widerstandsmedien gebildet ist und zwischen zwei seitlichen Zonen gespeist wird.

DK 621.317.734.072.2

Antoniu, M.: **Ein Megohmmeter mit Mikroampermeter und Spannungsstabilizator**
Electrotehnica **20**, H. 11, Nov., 1972, S. 416–423

Es wird ein Mikroampermeter mit quadratischer Funktionsgleichung dargelegt und dessen Einfluss auf die Messgrenzen des betreffenden Megohmmeters, wie auch auf die, dem Prüfgegenstand aufgetragene Spannung analysiert. Der Verfasser beschreibt einen transistorbestückten Megohmmeter für 2500 V mit Mikroamperemeter und Spannungsstabilisator, der zur Gänze aus inländischen Werktoffen und Bauteilen zusammengesezt ist.

DK 621.317.444

Tănăsoiu, C., Nicolae, I. und *Florescu, V.*: **Schwingungs-Magnetometer zur Bestimmung der magnetischen Parameter der ferro- und ferrimagnetischen Stoffe**
Electrotehnica **20**, H. 11, Nov. 1972, S. 423–429

Es wird der Aufbau eines Schwingungs-Magnetometers für die Messung der magnetischen Parameter der ferro- und ferrimagnetischen Stoffe beschrieben. Das Arbeitsprinzip beruht auf der Induktion einer Wechselspannung in einem Wicklungs-Set, wobei der Magnetfluss des magnetischen Probekörpers durch dessen Schwingung mit eine Niederfrequenzvibrator verändert wird. Die mit diesem Gerät bestimmbaren Parameter sind: spezifischer magnetischer Sättigungsmoment, Remanenzinduktion, Koerzitivfeld. Ferner können die Magnetisierungskurve und der Hysteresiszyklus aufgezeichnet werden. Es werden die Messergebnisse von einer Reihe weicher und harter Magnetkräfte dargelegt.

DK 621.352.6.011

Mavrodin-Tărăbic Maria, Onaca Ioana und *Solacolu, I.*: **Zellen mit flüssigem Brennstoff — chemische Stromquellen mit überlegener Wirkung. Optimale Kennzeichen der Brennstoffe, Oxydationsmittel und Elektrolyte**
Electrotehnica **20**, H. 11, Nov. 1972, S. 430–433

Die Zellen mit flüssigem Brennstoff werden beschrieben und die optimalem Kennzeichen der Brennstoffe, der Oxydationsmittel und der Eletrolyte dieser cheschen Stromquellen dargelegt.

DISSERTATIONEN 433–434
REFERATE 434–437
CHRONIK 437–440

SOMMAIRE

CD 621.3.014.31.001.25 : 621.3.064.3

Sasu Mimi : **L'établissement des conditions d'extinction et de réallumage d'un arc électrique, a l'aide du calculateur analogique.**

Electrotehnica **20**, no. 11, nov. 1972, p. 401–409

Pour résoudre les modèles mathématiques obtenus par e couplage des équations qui décrivent le comportament de l'arc électrique d'interruption avec les équations différentielles d'un circuit simple de courant alternatif, dans lequel on suppose que l'interrupteur serait connecté, un a utilisé un calculator analoqigue. Les enregistrements, par raport à la duréé, de la tension, du courant et de la résistance de l'arc électrique, après le passage par zéro du courant interrompu, ont permis d'établir les conditions de réallumage ainsi que les conditions d'extinction définitive de l'arc.

CD 621.316.542.7.066.6 : 621.314.2.072.2

Ionescu, M. : **La résistance lors du passage de la bobine de contact des auto-transformateurs ayant un rapport de transformation variable.**

Electrotehnica **20**, no. 11, nov. 1972, p. 409–416

On examine, d'une manière analytique, la résistance électrique propre à une bobine en forme de cylindre, formée de deux milieux de résistivité constante, mais différente, la bobine étant alimentée entre deux zones latérales.

CD 621.317.734.072.2

Antoniu, M : **Un mégohmmetre à micro-ampermètre et stabilisateur de tension.**

Electrotehnica **20**, no. 11, nov. 1972, p. 416–423

On présente un micro-ampermètre ayant l'équation de fonctionnement quadrangulaire et l'on examine l'influence de ce dernier sur les limites de mesurage du mégohmmètre respectif, ainsi que sur la tension appliquée sur l'iobjet soumis à l'essai. On décri un mégohmmètre transistorisé de 2 500 V, à micro-ampermètre et stabilisateur de tension, entièrement, construit avec des matériaux et des components produits dans notre pays.

CD 621.317.444

Tănăsoiu, C., Nicolae, I. et *Florescu, V.* : **Magnétomètre vibrationnel pour la détermination des paramètres magnetiques des matériaux ferro et ferri-magnetiques.**

Electrotehnica **20**, no. 11, nov. 1972, p. 423–429

On présente la construction d'un magnétomètre vibrationnel destiné aux mesurages des paramètres magnétiques sur des matériaux ferro et ferri-magnétiques. La principe de fonctionnement est basé sur l'induction d'une tension alternative dans un jeu de bobines, en variant le flux magnétique fourni par l'épreuve magnétique, par la vibration de cette dernière à l'aide d'un vibrateur de basses fréquences. Les paramètres magnetiques qui peuvent être déterminés à l'aide de cet instrument sont les suivants : le moment magnétique spécifique de saturation, l'induction rémanente, le champ coércitif. On peut tracer la courbe de magnétisation et le cycle de hystérézis. On présente les résultats des mesurages effectués sur une série de ferrites magnétique douces et dures.

CD 621.352.6.001

Mavrodin-Tărăbic, Maria, Onaca Ioana et *Solacolu, I* : **Piles à combustible liquide — sources chimiques de courant à efficience supérieure. Les caractéristiques optimale des combustibles, des oxydants et des électrolytes.**

Electrotehnica **20**, no. 11, nov. 1972, p. 430–433

On présente les piles à combustible liquide et l'on émet des considérations concernant les caractéristiques optimales des combustibles, des oxydants et des électrolytes utilisés dans ces ces sources chimiques de courant.

THÈSES DE DOCTORAT 433–434
RÉFÉRATS 434–437
CHRONIQUE 437–440

CONTENTS

DC 621.3.014.31.001.25 : 621.3.064.3

Sasu Mimi : **Setting up the conditions of electric arc blow-out and arc back by means of a analogue computer.**

Electrotehnica **20**, No. 11, nov 1972, p. 401–409

The author has used an analogue computer to solve the mathematical models obtained by coupling the equations which describe the behaviour of an electric arc with the differential equations of an alternating current simple circuit, the circuit breaker being switched on. The time recordings of the current voltage and resistance of the electric arc after zero passage of the switched out current, have permitted to establish the arc back and arc blow — out conditions.

DC 621.316.542.7.066.6 : 621.314.2.072.2

Ionescu, M. : **The transfer resistance of the contact roller of autotransformers with variable transformation ratios.**

Electrotehnica **20**, No. 11, nov 1972, p. 409–416

The author analyses the own electrical resistance of a cylindrical roller made up of two media of constant but different resistivity, the roller being fed between two lateral zones,

---

DC 621.317.734.072.2

Antoniu, M. : **A megohmmeter proveidd with micro-ammeter and voltage stabilizer.**

Electrotehnica **20**, No. 11, nov. 1972, p. 416–423

The paper presents a micro-ammeter and its operation quadratic equation, studying the micro-ammeter on the measurement limits of the megohmmeter and on the voltage applied to the apparatus put to test. The author described a 2,500 V tranzistorized megohmmeter with micro-ammeter and voltage stabilizer, made up of materials and components

---

DC 621.317.444

Tănăsoiu, C. Nicolaie, I. and *Florescu, V.* : **Vibrating magnetometer for the determination of the magnetic parameters of ferro- and ferrimagnetic materials.**

Electrotehnica **20**, No. 11, nov. 1972, p. 423–429

The author describe a vibrating magnetometer designed to assess the magnetic parameters of ferro- and ferri-magnetic materials. The operation principle is based on induction of alternating voltage in a set of coils, varying the magnetic flux given by the magnetic test, vibrating it by means of a low frequency vibrator. The magnetic parameters that can be determined with the help of this instrument are : the specific magnetic saturation moment, the flux density : the coercion field. One can also trace the magnetization curve and the hysteresis cycle. The authors supply the results of measurements carried out with a set of soft and hard magnetic ferrites.

DC 621.352.6.011

Mavrodin — Tărăbic, Maria, Onaca, Ioana and *Solacolu, I.* : **Liquid fuel cells — higly efficient chemical sources of current. The optimum characteristics of fuels, oxidizers and electrolytes.**

Electrotehnica **20**, No. 11, nov. 1972, p. 430–433

The authors describe the liquid fuel cells analysing the features of the fuels, oxidizers and electrolytes used in these chemical suppliers of current.

DOCTOR'S THESES 433–434

REPORTS 434–435

CHRONICLE 437–440

MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 7883

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

ÎNDRUMAREA ȘTIINȚIFICĂ: INSTITUTUL DE CERCETARE ȘI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ
EDITOR: OFICIUL DE DOCUMENTARE ȘI PUBLICAȚII TEHNICE AL M.I.C.M.

Anul 20 Nr. 11 București, noiembrie 1972

Stabilirea condițiilor de stingere și de reaprindere ale unui arc electric cu ajutorul calculatorului analogic

MIMI SASU* — București

CZ 621.3.014.31.001.25 : 621.3.064.3

1. Formularea problemei

Fenomenele care apar la trecerea prin zero a curentului în aparatajul de comutație de curent alternativ au o importanță hotărîtoare asupra faptului dacă deconectarea unui circuit este reușită sau nu. În momentul „zeroului" curentului, intervalul de comutare trebuie să se transforme dintr-un bun conductor într-un mediu izolant pentru a putea asigura întreruperea curentului și implicit, deconectarea circuitului. Elementul care este utilizat, în mod obișnuit, pentru această transformare în întreruptoarele de putere este arcul electric [1], [2]. Cu ajutorul teoriei arcului electric, În ultimele decenii s-a încercat să se cunoască aceste fenomene, de o importanță hotărîtoare pentru eficiența întreruptoarelor.

Arcurile electrice prezintă totdeauna o anumită inerție în ceea ce privește viteza de stabilire a parametrilor lor electrici în cazul schimbării stării de echilibru. Acest fenomen se bazează pe faptul că conductibilitatea coloanei arcului este determinată de temperatura ei care, datorită capacității termice a gazelor din arcul electric, nu poate varia oricît de rapid. Va trece totdeauna un anumit timp pînă cînd, după o variație a curentului, se va instaura o nouă stare staționară. De exemplu, ca urmare a inerției, un arc electric de curent alternativ prezintă la trecerea prin zero o conductivitate reziduală. Sub influența tensiunii de restabilire această conductivitate de rest permite apariția unui curent post-arc care se opune procesului de răcire a plasmei. Atunci cînd curentul post-arc este suficient de mare pentru ca reîncălzirea plasmei datorită lui să depășească pierderea de căldură din coloana arcului prin convecție, conductibilitate termică și radiație, se produce o reaprindere termică [3], [4].

Explicarea reaprinderii arcului electric printr-un proces pur termic este însă limitată. Există reaprinderi care apar abia după un anumit timp de la stingerea normală a arcului și care n-au nimic cu echilibrul termic. Ele constau dintr-o străpungere electrică a intervalului disruptiv, printr-o ionizare prin șoc. În acest caz, temperatura gazelor din coloana de arc nu joacă un rol decît prin faptul că influențează densitatea gazelor, factor determinant în stabilirea rezistenței de străpungere a intervalului de comutare.

Pornind mai mult de la relații fenomenologice și luînd în considerație numai reaprinderile de tip termic, Cassie — în 1939 și Mayr — în 1943 au stabilit două modele matematice ale arcului electric de întrerupere [5], [6]. In ambele cazuri, inerția plasmei arcului electric condiționată de capacitatea termică a coloanei de arc este exprimată printr-o constantă de timp termică și se fac anumite ipoteze simplificatoare cu privire la modul de evacuare a căldurii din coloana arcului.

Dacă rezolvarea pe cale analitică a celor două ecuații diferențiale neliniare stabilite de Cassie și Mayr se poate face în anumite condiții, conducînd la soluții aproximative, lucrurile se complică în cazul în care se ținea seamă de cuplajul dintre arc și circuitul de curent. Pentru determinarea prin calcul a efectului comun al arcului electric de întrerupere cu circuitul care conține întreruptorul este necesară utilizarea calculatoarelor electronice, analogice sau numerice. În acest sens pot fi menționate lucrările remarcabile ale lui Schmidt, Mayr și Kopplin [3], [7], [8]. În toate aceste lucrări, pentru descrierea matematică a arcului

* Ing. *Mimi Sasu* este cercetător științific principial în Institutul de cercetare și proiectare pentru industria electrotehnică (ICPE) — București.

electric se utilizează ecuația diferențială a lui Mayr.

În vederea efectuării, cu ajutorul calculatorului analogic, a unui studiu amplu asupra comportării dinamice a arcului electric de întrerupere în circuite de curent alternativ, autorul și-a propus să utilizeze nu numai modelul matematic al lui Mayr, ci și pe cel al lui Cassie, mult mai puțin folosit. Pentru început, cele două ecuații diferențiale neliniare au fost modelate pe un calculator analogic, în condițiile unui curent impus $i(t)$ prin arc [9]. În continuare, s-au rezolvat pe calculator ecuațiile diferențiale ale lui Mayr și Cassie cuplate, pe rînd, cu ecuațiile circuitului de curent, în condițiile arderii stabile a arcului [10]. În fine, în lucrarea de față se prezintă rezultatele obținute în urma rezolvării pe calculator analogic a ecuațiilor lui Mayr și Cassie asociate cu ecuațiile diferențiale ale unui circuit inductiv, stabilindu-se condițiile de reaprindere și condițiile de stingere definitivă ale arcului.

2. Ecuațiile circuitului de curent și ale arcului electric

În figura 1 sînt reprezentate cîteva scheme de principiu care pot fi luate în considerație la analiza întreruperii unui arc electric de curent alternativ [7]. Circuitul din figura 1a, format din sursa de tensiune alternativă u_s, inductanța L și întreruptorul I la bornele căruia se formează arcul electric, nu este realizabil din punct de vedere fizic, dar poate fi considerat satisfăcător sub aspect teoretic. În figura 1b, în paralel cu întreruptorul s-a reprezentat o rezistență r corespunzătoare sarcinii active a rețelei. Circuitul din figura 1c corespunde unui întreruptor la care stingerea arcului este influențată de capacitatea C a rețelei, presupusă a fi în paralel cu întreruptorul. În sfîrșit, figura 1d redă un circuit obținut în urma combinării circuitelor din figurile 1b și 1c.

În mod obișnuit, la întreruperea curenților de scurtcircuit, circuitul de curent este cu preponderență inductiv. Pentru modul de variație al tensiunii tranzitorii de restabilire, după deconectare, joacă însă un rol important și capacitățile conectate în paralel cu intervalul de întrerupere. Din această cauză, circuitul echivalent de întrerupere cel mai utilizat este cel din figura 1c. Pe platforma de experimentare, capacitatea C este formată, în esență, din capacitatea transformatorului și din capacitatea adăugată pentru a influența frecvența tensiunii tranzitorii de restabilire. În exploatare, în funcție de utilizarea întreruptorului, capacitatea C poate fi datorată mai multor factori, într-o exprimare succintă C fiind denumită capacitatea rețelei.

Pentru tratarea matematică a acestui circuit există pe de o parte ecuația diferențială a arcului electric și pe de altă parte, ecuația diferențială a circuitului. Majoritatea cercetărilor, dezvoltate pentru studierea fenomenelor

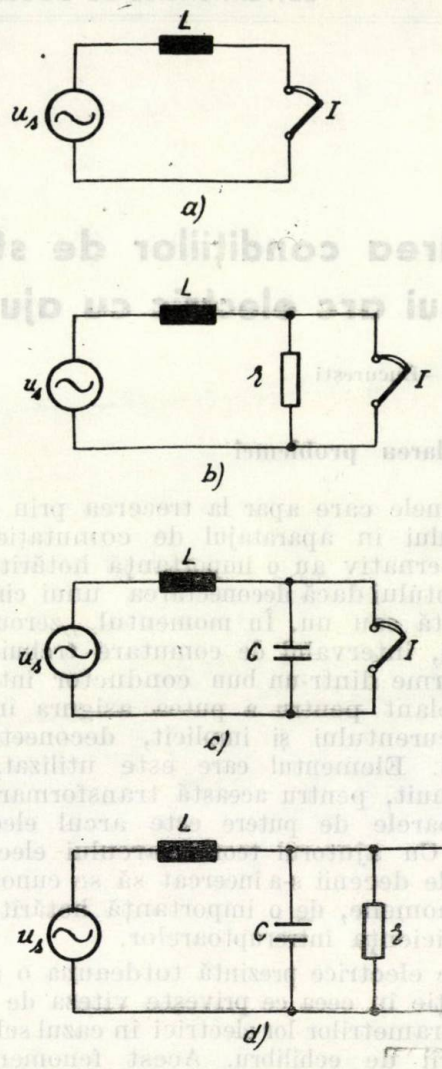


Fig. 1. Scheme de principiu pentru întreruperea unui arc electric de curent alternativ.

legate de trecerea prin zero a curentului în întreruptoarele de curent alternativ, au fost efectuate pe baza ecuației diferențiale neliniare a arcului electric formulată de Mayr :

$$-\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\ln R = \frac{1}{\vartheta}\left(\frac{ui}{P_0} - 1\right) \qquad (1)$$

și parțial, după ecuația lui Cassie :

$$-\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\ln R = \frac{1}{\vartheta}\left[\left(\frac{u}{U_0}\right)^2 - 1\right] \qquad (2)$$

în care u și i sînt valorile instantanee ale tensiunii și curentului de arc, $R = \frac{u}{i}$ reprezintă

rezistența arcului, iar ϑ, P_0 și U_0 sînt parametri caracteristici arcului electric. Astfel, ϑ reprezintă constanta de timp termică a arcului, P_0 este puterea cedată de coloana arcului în regim staționar (considerată constantă în formularea lui Mayr) iar U_0 reprezintă tensiunea arcului în regim staționar (presupusă constantă în formularea lui Cassie).

Pentru descrierea comportării dinamice a arcului electric în lucrarea de față, ca și în alte lucrări ale autorului [9], [10], se utilizează atît ecuația lui Mayr, cît și ecuația lui Cassie. În ceea ce privește circuitul de curent propriu-zis, se poate scrie fie o singură ecuație diferențială de ordinul 2, fie două ecuații diferențiale de ordinul 1 și anume:

$$L\frac{\mathrm{d}i_s}{\mathrm{d}t} + u = \hat{U} \tag{3}$$

$$C\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t} + \frac{u}{R} = i_s. \tag{4}$$

Evident că ecuațiile de mai sus au fost scrise în ipoteza că circuitul din figura 1c se închide printr-un arc electric de rezistență $R(t)$, cu i_s notîndu-se curentul total prin circuit. Pe de altă parte, ca urmare a defazajului de 90° dintre curent și tensiune, în zona din vecinătatea trecerii curentului prin zero — zonă în care interesează, în cazul de față, comportarea circuitului — în locul tensiunii alternative a sursei u_s, în ecuația (3) s-a considerat valoarea sa maximă $\hat{U} = \sqrt{2}\,U$ = constant.

Pentru rezolvarea sistemelor de ecuații formate din ecuația lui Mayr sau ecuația lui Cassie și ecuațiile circuitului s-a utilizat un calculator analogic tip MEDA 81 *T*.

3. Modelele matematice și schemele de modelare

Cercetarea care a stat la baza acestei lucrări a avut ca obiect determinarea variațiilor în timp ale tensiunii, curentului și rezistenței arcului electric după trecerea prin zero a curentului întrerupt. Din acest motiv, atît ecuațiile arcului electric ale lui Mayr și Cassie, cît și ecuațiile circuitului, au fost scrise în funcție de rezistența R a arcului. Prin asocierea ecuațiilor (1), (3), (4) și respectiv (2), (3), (4), rescrise în mod adecvat pentru programare pe un calculator analogic, se obțin următoarele două sisteme de ecuații:

— cu ecuația arcului a lui Mayr

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}i_s}{\mathrm{d}t} = \dfrac{\hat{U}}{L} - \dfrac{1}{L}u \\ \dfrac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t} = \dfrac{1}{C}i_s - \dfrac{1}{C}\dfrac{u}{R} \\ \dfrac{\mathrm{d}R}{\mathrm{d}t} = \dfrac{1}{\vartheta}R - \dfrac{1}{\vartheta P_0}u^2 \end{cases} \tag{5}$$

— cu ecuația arcului a lui Cassie

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}i_s}{\mathrm{d}t} = \dfrac{\hat{U}}{L} - \dfrac{1}{L}u \\ \dfrac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t} = \dfrac{1}{C}i_s - \dfrac{1}{C}\dfrac{u}{R} \\ \dfrac{\mathrm{d}R}{\mathrm{d}t} = \dfrac{1}{\vartheta}R - \dfrac{1}{\vartheta U_0^2}Ru^2 \end{cases} \tag{6}$$

Rezolvarea celor două sisteme, diferite numai prin ecuația arcului electric, permite obținerea variațiilor în timp ale tensiunii arcului $u(t)$, ale rezistenței sale $R(t)$ și ale curentului de arc $i(t) = \dfrac{u(t)}{R(t)}$. Soluțiile sistemelor de ecuații (5) și (6) depind de parametrii circuitului de curent $\hat{U}$, L, C și de parametrii arcului ϑ, P_0 și respectiv ϑ, U_0. Interesează care sînt valorile parametrilor care conduc la reaprinderea și la stingerea arcului.

Pentru rezolvarea pe calculator analogic a celor două sisteme de ecuații este indicată normarea lor astfel încît să se utilizeze numai mărimi adimensionale [10]. Dacă se folosesc următoarele mărimi normate care sînt identice în cazul de față cu așa numitele mărimi-calculator:

timpul normat $$\tau = \frac{t}{\sqrt{LC}} \tag{7}$$

curentul normat $$\bar{i}_s = \frac{i_s}{\dfrac{\hat{U}}{\sqrt{L/C}}} \tag{8}$$

tensiunea normată $$\bar{u} = \frac{u}{\hat{U}} \tag{9}$$

rezistența normată $$\bar{R} = \frac{R}{\sqrt{L/C}} \tag{10}$$

se obțin două modele matematice adecvate pentru calculator.

Modelul matematic bazat pe ecuația lui Mayr are forma:

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}\bar{i}_s}{\mathrm{d}\tau} = 1 - \bar{u} \\ \dfrac{\mathrm{d}\bar{u}}{\mathrm{d}\tau} = \bar{i}_s - \dfrac{\bar{u}}{\bar{R}} \\ \dfrac{\mathrm{d}\bar{R}}{\mathrm{d}\tau} = a\bar{R} - b\bar{u}^2 \end{cases} \tag{11}$$

Cei doi parametri a și b care apar în ecuația lui Mayr scrisă sub formă normată au următoarea semnificație:

$$a = \frac{\sqrt{LC}}{\vartheta}; \quad b = \frac{\hat{U}^2 C}{\vartheta P_0}, \tag{12}$$

deci sînt dependenți atît de parametrii circuitului ($\hat{U}$, L, C), cît și de parametrii arcului (ϑ, P_0).

În mod similar, se stabilește și modelul matematic bazat pe ecuația lui Cassie:

$$\begin{cases} \dfrac{d\bar{i}_s}{d\tau} = 1 - \bar{u} \\ \dfrac{d\bar{u}}{d\tau} = \bar{i}_s - \dfrac{\bar{u}}{\bar{R}} \\ \dfrac{d\bar{R}}{d\tau} = a\bar{R} - c\,\bar{R}\,\bar{u}^2 \end{cases} \tag{13}$$

Parametrii care apar în ecuația lui Cassie scrisă sub formă normată au fost notați cu a și c și au expresiile:

$$a = \frac{\sqrt{LC}}{\vartheta}; \quad c = \frac{\sqrt{LC}}{\vartheta}\,\frac{\hat{U}^2}{U_0^2}. \tag{14}$$

Se vede că parametrul a are aceeași semnificație ca și în cazul ecuației lui Mayr. În ceea ce privește parametrul c, acesta depinde de asemenea de parametrii circuitului ($\hat{U}$, L, C), precum și de parametrii arcului (ϑ, U_0).

Condițiile inițiale ale ecuațiilor diferențiale din sistemele (11) și (13) s-au presupus a fi de forma

$$\bar{i}_s(\tau_0 +) = 0\,;\ \bar{u}(\tau_0 +) = 0\,;\ \bar{R}(\tau_0 +) = \bar{R}_0 \tag{15}$$

unde cu τ_0 s-a notat momentul ultimei treceri prin zero a curentului întrerupt (considerînd că arcul a existat una sau mai multe semiperioade), iar cu $\bar{R}_0$ — valoarea rezistenței de arc la trecerea curentului prin zero [10].

Pornind de la cele două modele matematice (11) și (13), s-au realizat două scheme de modelare care să permită înregistrarea soluțiilor $\bar{R}(\tau)$, $\bar{u}(\tau)$ și $\bar{i}(\tau) = \dfrac{\bar{u}(\tau)}{\bar{R}(\tau)}$. Modelele electronice sînt prezentate în figurile 2 și 3. Pe lîngă blocurile operaționale clasice, de integrare, inversare sau însumare, ele conțin blocuri neliniare de ridicare la pătrat, de împărțire și de înmulțire. Ținînd seamă de modul concret

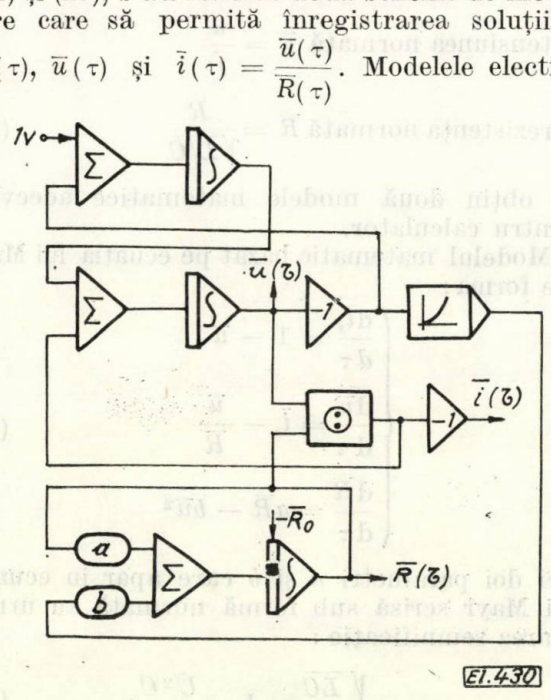


Fig. 2. Schema de modelare în ipoteza utilizării ecuației lui Mayr.

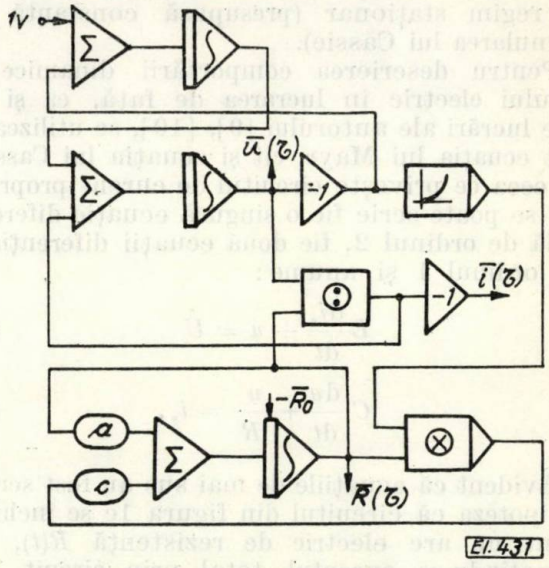


Fig. 3. Schema de modelare în ipoteza folosirii ecuației lui Cassie

de realizare al acestor blocuri neliniare în calculatorul MEDA 81 *T*, schemele reale de modelare au fost astfel concepute încît să se asigure o precizie de calcul cît mai bună. De asemenea pentru a obține cît mai multe informații referitoare la influența parametrilor a, b și c asupra stingerii și reaprinderii arcului electric, s-a căutat să se extindă posibilitățile de variație ale coeficienților b și c din schemele de modelare (reprezentate schematic în figurile 2 și 3), în afara domeniului obișnuit de lucru al calculatorului analogic folosit.

4. Rezultatele obținute și interpretarea lor

În urma transpunerii pe calculator a celor două scheme de modelare s-a stabilit că pentru rezolvarea modelelor matematice formate din ecuațiile arcului ale lui Mayr și Cassie asociate cu ecuațiile circuitului de curent sînt necesare anumite condiții. Astel, dacă se analizează condițiile de reaprindere ale arcului electric este indicat ca între parametrii a, b și respectiv a, c să existe relațiile

$$b > a\,; \qquad c > a. \tag{16}$$

În cazul în care se studiază condițiile de stingere ale arcului de întrerupere, parametrii a, b și a, c trebuie să satisfacă relațiile:

$$b < a\,; \qquad c < a.$$

Respectînd aceste condiții, s-au rezolvat sistemele de ecuații (11) și (13) determinîndu-se

variația în timp în mărimi relative a rezistenței arcului electric, a tensiunii și a curentului de arc după trecerea prin zero a curentului întrerupt, pentru toate datele de calcul prezentate în tabelele 1 și 2. În ceea ce privește valoarea inițială a rezistenței de arc, respectiv valoarea ei în momentul anulării curentului întrerupt, s-a considerat aceeași în toate variantele și anume, $\bar{R}_0 = 0{,}05$.

Tabelul 1

Condiții de reaprindere

a	0,5						1					
b/c	1	2	5	10	20	50	5	10	20	50	75	100
a	2						3					
b/c	50	75	100	125	150	175	200	100	125	150	175	200

Tabelul 2

Condiții de stingere

b/c	0,5					1			
a	1,5	2	2,5	3	3,5	2,5	3	3,5	4
b/c	1,5					2			
a	2,5	3	3,5	4	4,5	5	3	3,5	4	4,5	5	5,5

Din materialul grafic obținut cu ajutorul calculatorului analogic s-au selectat, pentru a fi prezentate în această lucrare, un anumit număr de înregistrări, fiecare conținînd cîte o familie de caracteristici $R(\tau)$, $u(\tau)$ sau $\bar{i}(\tau)$. Ele vor fi analizate în cele ce urmează.

4.1. *Rezolvarea modelului matematic bazat pe ecuația lui Mayr*

Înregistrările redate în figurile 4, 5 și 6 reprezintă anumite soluții ale sistemului de ecuații (11), bazat pe ecuația lui Mayr. Fiecare dintre aceste figuri conține cîte două diagrame corespunzătoare celor două fenomene analizate :

A — fenomenul de reaprindere ;

B — fenomenul de stingere.

În diagramele notate cu A parametrul a se menține constant, iar b ia diferite valori ; în cazul diagramelor notate cu B lucrurile se inversează, parametrul b rămînînd constant în timp ce a este variabil.

Faptul că cele două rînduri de diagrame, notate cu A și B redau fenomene diferite rezultă clar din analiza curbelor prezentate. Așa de pildă, în figura 4 A se vede că rezistența arcului crește de la valoarea pe care o avea în momentul trecerii prin zero a curentului întrerupt, atinge un maxim și apoi scade spre zero. Mai departe figura 5A arată că tensiunea de arc, care era zero în momentul inițial are apoi o variație crescătoare în timp, ajunge pînă la un maxim corespunzător tensiunii de aprindere a arcului, după care descrește din nou. În fine, în figura 6A curentul de arc crește mult, către valoarea curentului total prin circuit. Toate acestea atestă faptul că se va produce o aprindere a arcului electric.

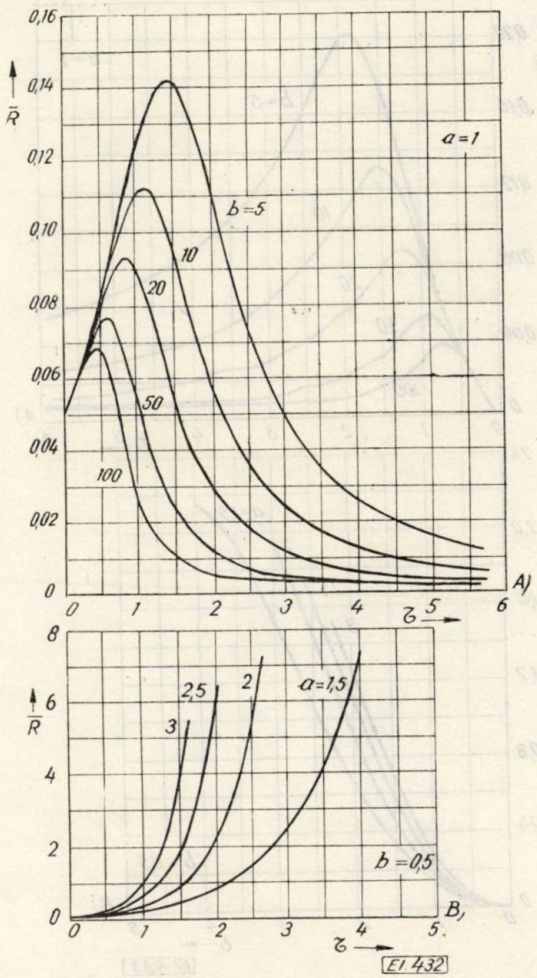


Fig. 4. Variația în timp a rezistenței arcului electric din modelul lui Mayr, după trecerea prin zero a curentului întrerupt : A — arcul se reaprinde ; B — arcul se stinge.

În ceea ce privește influența parametrului b asupra procesului de reaprindere a arcului, din înregistrările prezentate se constată în primul rînd că viteza inițială de creștere a rezistenței arcului, ca și viteza inițială de creștere a tensiunii de arc sînt independente de b. În schimb, valoarea maximă a rezistenței de arc precum și intervalul de timp după care se ajunge la maximul rezistenței variază invers proporțional cu b. În mod asemănător, tensiunea de aprindere a arcului este cu atît mai mică și arcul se reaprinde cu atît mai repede cu cît parametrul b și deci, tensiunea aplicată circuitului este mai mare. În fine, înregistrările obținute pe calculator pentru curentul de arc după trecerea prin zero a curentului întrerupt

arată că $\bar{i}(\tau)$ nu este influenţat practic de valoarea lui b.

Pentru a vedea modul în care parametrul a influenţează fenomenul de reaprindere a unui arc electric descris de ecuaţia lui Mayr, în figura 7 sînt prezentate două înregistrări

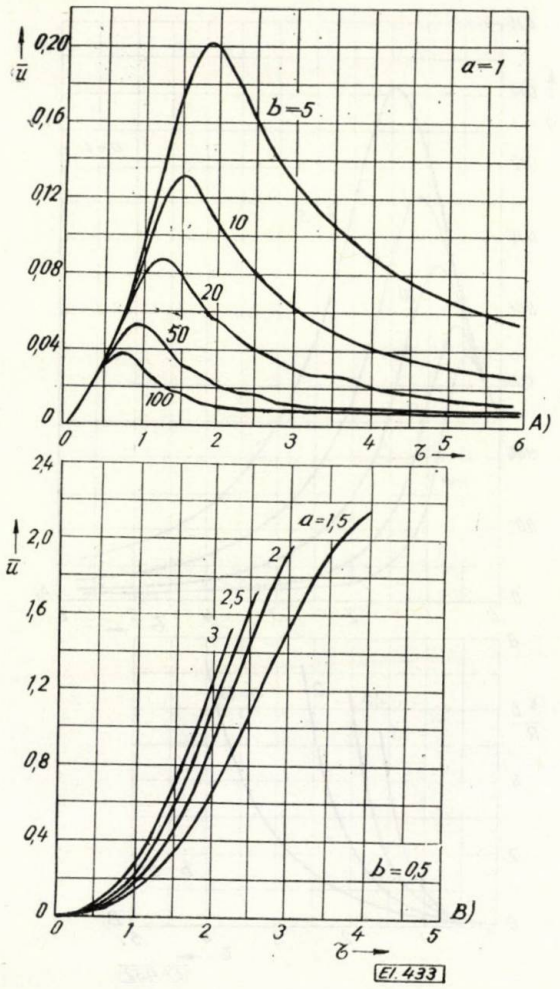


Fig. 5. Variaţia cu timpul a tensiunii de arc din modelul lui Mayr, după trecerea prin zero a curentului întrerupt: *A* — arcul se reaprinde; *B* — arcul se stinge.

obţinute pentru $\bar{R}(\tau)$ şi $\bar{u}(\tau)$ în condiţiile în care b se menţine constant iar parametrului a i se dau două valori diferite. Se constată în acest caz că vitezele iniţiale de variaţie ca şi valorile maxime ale rezistenţei şi respectiv ale tensiunii arcului electric cresc proporţional cu a. Rezultă de aici că arcul se va reaprinde cu atît mai greu cu cît parametrul a este mai mare şi deci cu cît elementele circuitului de curent au valori mai ridicate. Ca şi în cazul cînd se variază parametrul b, şi în cazul de faţă se constată că efectele parametrului a asupra rezistenţei $\bar{R}(\tau)$ şi asupra tensiunii $\bar{u}(\tau)$ sînt astfel încît curentul $\bar{i}(\tau)$ nu se modifică în funcţie de a.

Revenind la figurile 4—6, în figura 4*B* se constată o tendinţă de creştere nelimitată a rezistenţei intervalului disruptiv, ceea ce va conduce evident la stingerea arcului electric. Acest fapt este confirmat şi de variaţia tensiunii de arc din figura 5*B*, crescătoare pornind de la

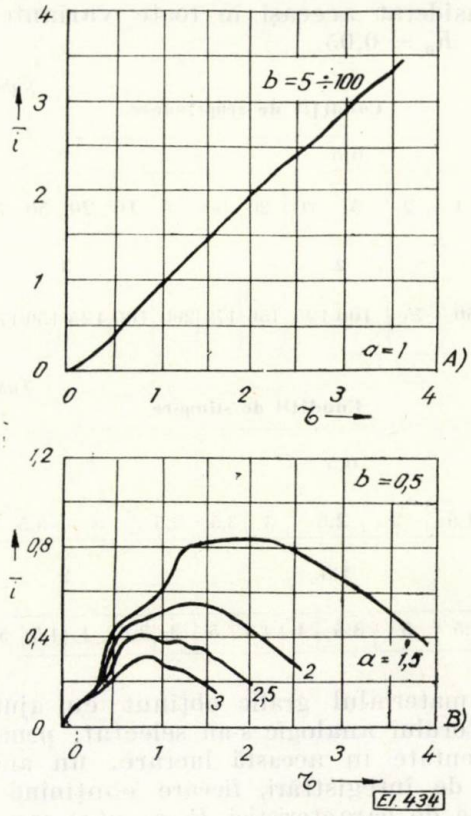


Fig. 6. Variaţia în timp a curentului de arc din modelul lui Mayr, după trecerea prin zero a curentului întrerupt: *A* — arcul se reaprinde; *B* — arcul se stinge.

zero către tensiunea sursei. În sfîrşit, în figura 6*B* se poate observa apariţia unor curenţi post-arc de valoare mică, ceea ce confirmă din nou faptul că are loc o stingere a arcului de întrerupere.

Analizînd influenţa parametrului a asupra fenomenului de stingere a arcului, din înregistrările prezentate se observă că vitezele iniţiale de variaţie ale rezistenţei de arc şi ale tensiunii arcului sînt proporţionale cu a. Mai departe, se vede că atît rezistenţa arcului cît şi tensiunea de arc cresc cu atît mai repede cu cît constanta a este mai mare. De semenea, din curbele de curent redate în figura 6 *B* se vede că valoarea maximă a curentului post-arc precum şi intervalul de timp după care se ajunge la maximul curentului scad pe măsură ce parametrul a creşte. Din cele de mai sus rezultă că arcul electric se va stinge cu atît mai uşor cu cît sînt mai mari elementele L şi C ale circuitului de curent, care determină de altfel durata de creştere a tensiunii de restabilire.

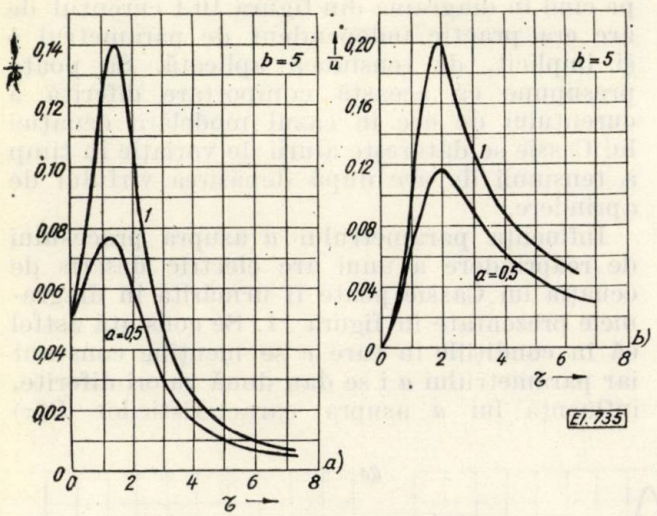


Fig. 7. Influența parametrului „a" în condițiile reaprinderii unui arc electric descris de ecuația lui Mayr :
a) — asupra rezistenței arcului ; *b*) — asupra tensiunii de arc.

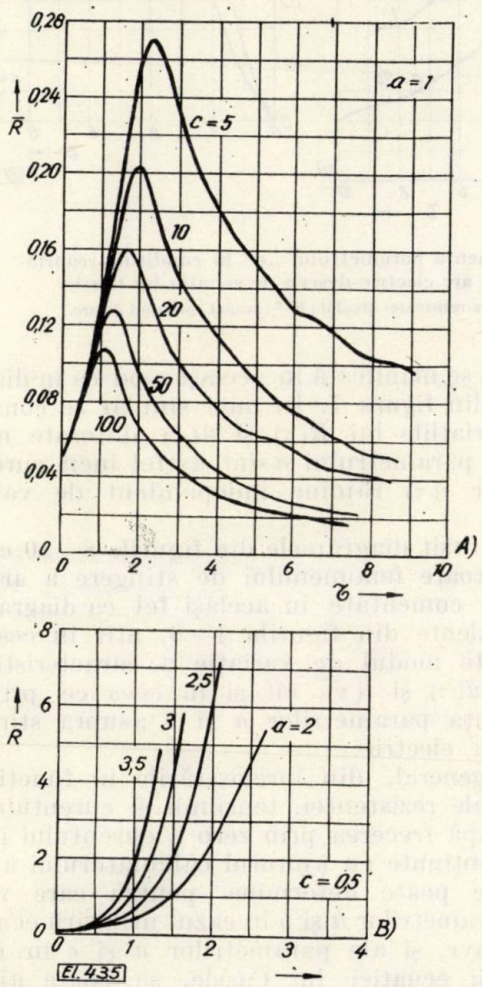


Fig. 8. Variația cu timpul a rezistenței arcului din modelul lui Cassie, după trecerea prin zero a curentului întrerupt :
A — arcul se reaprinde ; *B* — arcul se stinge.

În ceea ce privește influența parametrului *b* asupra stingerii arcului, din soluțiile obținute pentru datele de calcul din tabelul 2 se constată că dacă este *a* este constant, *b* nu are nici o influență asupra caracteristicilor $\overline{R}(\tau)$, $\overline{u}(\tau)$ și $\overline{i}(\tau)$.

4.2. *Rezolvarea modelului matematic bazat pe ecuația lui Cassie*

În mod analog se poate face și analiza înregistrărilor prezentate în figurile 8, 9 și 10, corespunzătoare rezolvării sistemului de ecuații (13) care include ecuația lui Cassie, în cele două cazuri distincte : reaprinderea și respectiv, stingerea arcului.

Dacă se analizează mai întîi diagramele notate cu *A* corespunzătoare fenomenului de reaprindere, se poate vedea de exemplu că

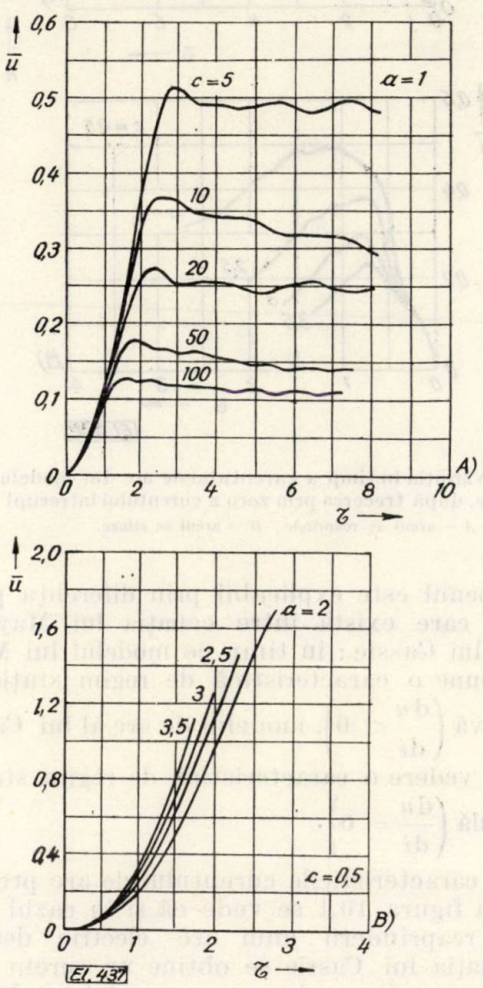


Fig. 9. Variația în timp a tensiunii de arc din modelul lui Cassie, după trecerea prin zero a curentului întrerupt :
A — arcul se reaprinde ; *B* — arcul se stinge.

alura caracteristicilor $\overline{R}(\tau)$ din figura 8*A* este destul de asemănătoare cu alura caracteristicilor $\overline{R}(\tau)$ din figura 4*A*. În schimb, caracteristicile $\overline{u}(\tau)$ din figura 9*A* diferă sensibil de caracteristicile similare din figura 5*A*. După atingerea vîrfului de aprindere se vede că

tensiunea de arc din modelul lui Mayr scade la valori mult mai mici, în timp ce tensiunea de arc din modelul lui Cassie se menține la valori apropiate de tensiunea de aprindere.

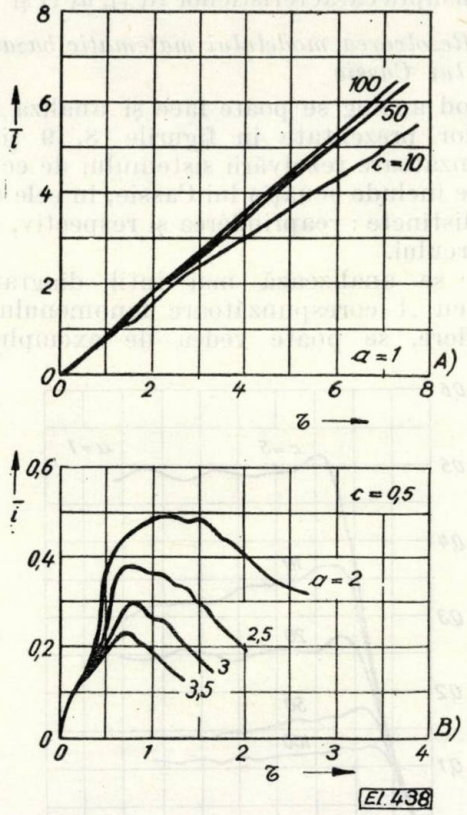


Fig. 10. Variația în timp a curentului de arc din modelul lui Cassie, după trecerea prin zero a curentului întrerupt : *A* – arcul se reaprinde ; *B* – arcul se stinge.

pe cînd în diagrama din figura 10*A* curentul de arc era practic independent de parametrul *b* și implicit, de tensiunea aplicată. Se poate presupune că această comportare diferită a curentului de arc în cazul modelării ecuației lui Cassie se datorește alurii de variație în timp a tensiunii de arc după depășirea vîrfului de aprindere.

Influența parametrului *a* asupra procesului de reaprindere a unui arc electric descris de ecuația lui Cassie poate fi urmărită în diagramele prezentate în figura 11. Se constată astfel că în condițiile în care *c* se menține constant iar parametrului *a* i se dau două valori diferite, influența lui *a* asupra caracteristicilor $\bar{R}(\tau)$

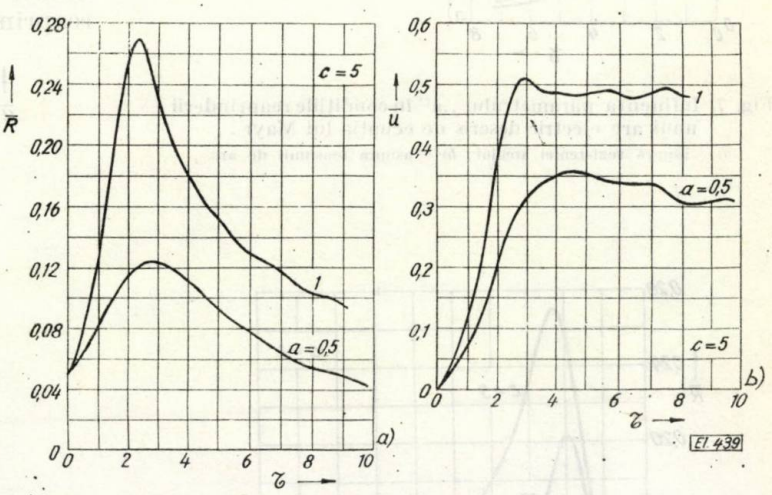


Fig. 11. Influența parametrului „*a*" în condițiile reaprinderii unui arc electric descris de ecuația lui Cassie. *a*) – asupra rezistenței arcului ; *b*) – asupra tensiunii de arc.

Fenomenul este explicabil prin diferența principală care există între ecuația lui Mayr și cea a lui Cassie : în timp ce modelul lui Mayr presupune o caracteristică de regim staționar negativă $\left(\frac{du}{di} < 0\right)$, modelul de arc al lui Cassie are în vedere o caracteristică de regim staționar nulă $\left(\frac{du}{di} = 0\right)$.

Din caracteristicile curentului de arc prezentate în figura 10*A* se vede că și în cazul studierii reaprinderii unui arc electric descris de ecuația lui Cassie se obține un curent $\bar{i}(\tau)$ care crește către valoarea curentului total prin circuit. Trebuie remarcat însă faptul că în timp ce influența parametrilor *b* și *c* se manifestă în același mod asupra caracteristicilor $\bar{R}(\tau)$ și $\bar{u}(\tau)$ obținute prin rezolvarea celor două sisteme de ecuații, acest lucru nu mai este valabil în cazul caracteristicilor $\bar{i}(\tau)$. Conform înregistrărilor din figura 10*A*, curentul de arc crește cu atît mai repede cu cît parametrul *c* și respectiv tensiunea aplicată circuitului este mai mare, și $\bar{u}(\tau)$ se manifestă în același mod ca în diagramele din figura 7. În mod similar se constată că variațiile lui $\bar{R}(\tau)$ și $\bar{u}(\tau)$ datorate modificării parametrului *a* sînt astfel încît curentul de arc $\bar{i}(\tau)$ rămîne independent de valorile lui *a*.

În sfîrșit diagramele din figurile 8—10 corespunzătoare fenomenului de stingere a arcului pot fi comentate în același fel ca diagramele echivalente din figurile 4—6, atît în ceea ce privește modul de variație a caracteristicilor $\bar{R}(\tau)$, $\bar{u}(\tau)$ și $\bar{i}(\tau)$, cît și în ceea ce privește influența parametrilor *a* și *c* asupra stingerii arcului electric.

În general, din înregistrările în funcție de timp ale rezistenței, tensiunii și curentului de arc după trecerea prin zero a curentului întrerupt obținute cu ajutorul calculatorului analogic, se poate determina pentru care valori ale parametrilor *a* și *b* în cazul utilizării ecuației lui Mayr, și ale parametrilor *a* și *c* în cazul folosirii ecuației lui Cassie, se poate ajunge la o reaprindere a arcului electric sau, la stingerea sa. Ținînd seama de semnificația parame-

trilor a, b și c, definiți prin formulele (12) și (14) este în principiu posibil să se stabilească asupra căror parametri fizici, ai circuitului și ai arcului, și în ce măsură trebuie să se acționeze pentru a facilita stingerea definitivă a arcului.

5. Concluzii

1) În scopul analizării posibilităților de stingere sau de reamorsare ale unui arc electric, s-a considerat o schemă simplă de deconectare a unui curent limitat printr-o inductivitate, utilizîndu-se pentru descrierea comportării dinamice a arcului ecuațiile diferențiale neliniare ale lui Mayr [7] și Cassie [5].

2) Pentru rezolvarea sistemelor de ecuații obținute s-a utilizat un calculator analogic, întrucît acesta prezintă avantajul de a ține seamă într-o mare măsură de relațiile topologice existente între variabilele calculatorului și variabilele schemei reale. Pe de altă parte, calculatorul analogic permite relativ ușor trecerea de la un regim de funcționare la altul, rezultatele putînd fi observate imediat.

3) Calculatorul analogic oferă posibilitatea de a modifica într-o gamă relativ largă parametrii a, b și c care intervin în modelele matematice. În acest fel se poate stabili experimental că pentru a analiza condițiile de reaprindere ale arcului este convenabil să fie îndeplinite inegalitățile $b > a$ și $c > a$, în timp ce analiza condițiilor de stingere implică satisfacerea inegalităților $b < a$ și $c < a$.

4) Rezolvarea pe calculator a sistemelor de ecuații obținute prin asocierea ecuațiilor circuitului de curent cu ecuația arcului a lui Mayr și corespunzător, a lui Cassie, permite determinarea variațiilor în timp, în mărimi relative, ale rezistenței, tensiunii și curentului de arc după trecerea prin zero a curentului întrerupt. Din înregistrările obținute se pot stabili valorile parametrilor a, b (din modelul matematic care include ecuația lui Mayr) și a, c (din modelul matematic care conține ecuația lui Cassie) care conduc fie la o aprindere a arcului electric de întrerupere, fie la stingerea sa.

Bibliografie

[1] *Hochrainer, A.* Einige Bemerkungen zum Stromnulldurchgang in Wechselstromschaltern. În: Elektrotechnik und Maschinenbau, Austria, vol. 87, nr. 1, 1970, p. 15–19.

[2] *Sasu, M.* Rolul arcului electric în procesul de întrerupere. În: Electrotehnica, vol. 19, nr. 3, martie 1971, p. 96–104.

[3] *Schmidt, E.* Ein Beitrag dynamischen Lichtbogen verhalten im Stromnulldurchgang von Wechselstromschaltern. În: Anwendlung elektrischer Rechenanlagen in der Strakstromtechnik, VDE-Verlag GMBH, Berlin 1958, p. 64–76.

[4] *Kopplin, H.* și *Schmidt, E.* Beitrag zum dynamischen Verhalten des Lichtbogens in ölarmen Hochspannungs-Leistungsschaltern. În: ETZ-A, vol. 80, nr. 23, 1 dec. 1959, p. 805–811.

[5] *Cassie, A. M.* A New Theory of Arc Rupture and Circuit Severity. Rap. 102, CIGRÉ 1939.

[6] *Mayr, O.* Beiträge zur Theorie des statischen und des dynamischen Lichtbogens. În: Archiv für Elektrotechnik, vol. 37, nr. 12, 1943, p. 588–608.

[7] *Mayr, O.* Aufgaben und Lösungen aus der Theorie der Gasentladungen von alle des Lichtbogens. În: Anwendlung elektrischer Rechenanlagen in der Starkstromtechnik, VDE-Verlag GMBH, Berlin, 1958, p. 77–90.

[8] *Kopplin, H.* Das dynamische Verhalten von Lichtbögen im Wechselstromkreis. În: Archiv für Elektrotechnik, vol. 47, nr. 1, 1962, p. 47–60.

[9] *Sasu, M.* Modelarea analogică a arcului electric pe baza ecuațiilor lui Mayr și Cassie. În: Electrotehnica, vol. **20**, nr. 6, iunie 1972, p. 201–207.

[10] *Sasu, M.* Utilizarea calculatorului analogic la analiza comportării dinamice a unui arc electric. În: Electrotehnica, vol. **20**, nr. 8, august 1972, p. 281–288.

Intrat în redacție la 20. III. 1972.

Rezistența de trecere a rolei de contact de la autotransformatoarele cu raport de transformare variabil

MIHAI IONESCU* — București

CZ 621.316.542.7.066.6 : 621.314.2.072.2

Pentru realizarea unui raport de transformare variabil în mod continuu și în limitele largi, majoritatea autotransformatoarelor folosesc un dispozitiv de reglaj cu contact mobil în formă de rolă. Prin acționarea, deobicei manuală, a dispozitivului de reglaj, rola se deplasează prin rostogolire în lungul unei generatoare a bobinei autotransformatorului. Pentru asigurarea contactului corespunzător, izolația spirelor este înlăturată parțial în lungul generatoarei pe care se deplasează rola, pe o lățime ceva mai mare ca cea a rolei și pe întreaga lungime a bobinei.

Deși în cadrul teoriei autotransformatorului se consideră că rola vine în atingere numai cu cîte o singură spiră, în realitate ea vine în atingere aproape întotdeauna cu cîte două spire alăturate, poziția corespunzătoare fiind evident mai stabilă din punct de vedere mecanic (fig. 1).

Datorită acestui fapt, în circuitul închis format din spira scurtcircuitată de către rolă apare un curent de scurtcircuit, produs de

* Ing. *M. Ionescu* este șef de lucrări la Facultatea de Electrotehnică a Institutului Politehnic din București.

tensiunea electromotoare indusă în spiră de către fluxul magnetic alternativ ce străbate miezul feromagnetic al autotransformatorului și care produce supraîncălziri locale apreciabile, mai ales în zona punctelor de contact *a* și *b* (fig. 1).

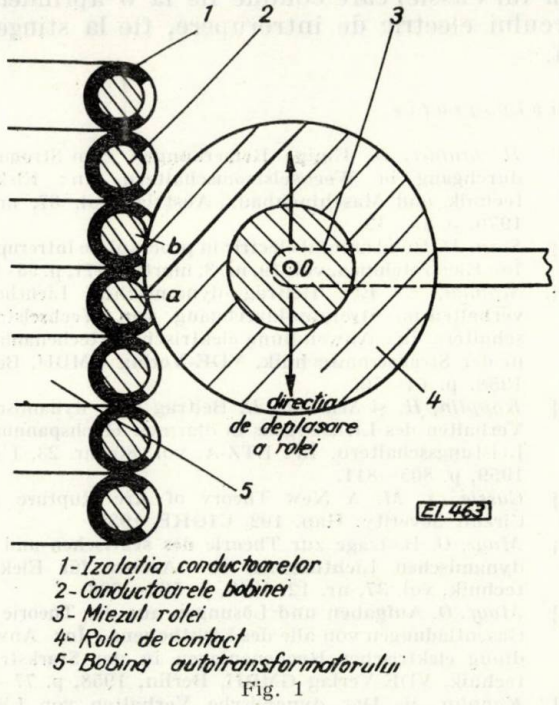


Fig. 1

Deoarece tensiunea electromotoare indusă în spira scurtcircuitată este o mărime care intervine direct în proiectarea autotransformatorului, fiind determinată de alte considerente decît cele expuse în prezenta lucrare, rezultă că în principal valoarea curentului de scurtcircuit depinde de rezistența electrică a circuitului, adică de rezistența spirei scurtcircuitate, de rezistențele de contact dintre rolă și spiră în punctele *a* și *b* și de rezistența de trecere a rolei între punctele *a* și *b*. Pentru rezistența electrică a spirei și pentru rezistența de contact spiră-rolă există metode de calcul (rezistența spirei se calculează elementar, iar calculul rezistențelor de contact este expus pe larg în cursurile de teorie și proiectare a aparatelor electrice).

În ceea ce privește cea de-a treia rezistență, adică rezistența de trecere a rolei între punctele *a* și *b*, nu există formule exacte de calcul. De aceea în prezenta lucrare sînt elaborate formule de calcul exacte și aproximative ale acestei rezistențe, bazate pe integrarea ecuațiilor cîmpului electrocinetic în interiorul rolei.

1. Ipoteze simplificatoare.

În vederea asigurării cadrului matematic corespunzător problemei puse, în lucrare se adoptă unele simplificări și ipoteze de calcul și anume:

a) Rola de contact este alcătuită din motive tehnologice din două materiale conductoare omogene, liniare și izotrope, cu conductivități diferite σ_1 și σ_2, alcătuind două zone concentrice așa cum se arată în figura 2. Grosimea g a rolei este suficient de mică în raport cu celelalte dimensiuni, astfel încît cîmpul electrocinetic poate fi considerat plan paralel.

b) Punctele de contact *a* și *b* sînt în realitate suprafețe de contact dreptunghiulare avînd lățimea egală cu grosimea g a rolei de contact, iar lungimea fiind egală cu lungimea arcului de cerc $R(\beta - \alpha)$:

c) Densitatea de curent $\bar{J}$ este repartizată uniform în zonele dreptunghiulare de contact *a* și *b*, fiind normală pe suprafața laterală a rolei.

d) Cîmpul magnetic de scăpări al autotransformatorului nu influențează distribuția liniilor de curent în rola de contact.

e) Regimul de funcționare este cvasistaționar. Calculul rezistenței de trecere se poate face ca în regim staționar, pe baza relațiilor cunoscute:

$$\text{rot}\,\bar{E} = 0 \qquad \text{deci} \qquad \bar{E} = -\,\text{grad}\,V \tag{1}$$

$$\bar{J} = \sigma \cdot \bar{E} \tag{2}$$

$$\text{div}\,\bar{J} = 0 \tag{3}$$

din care rezultă că potențialul electrocinetic V satisface ecuația lui Laplace:

$$\Delta V = 0 \tag{4}$$

cu condițiile la limită corespunzătoare. Aflînd soluția acestei ecuații care satisface condițiile la limită, se poate determina apoi cîmpul liniilor de curent:

$$\bar{J} = -\,\sigma \cdot \text{grad}\,V. \tag{5}$$

2. Calculul potențialului electrocinetic.

Luînd în considerare simetria problemei puse, vom adopta un sistem de coordonate polare (ρ, φ) cu centrul în centrul rolei și cu axa de referință a argumentului φ ca axă de simetrie (fig. 2).

În acest sistem de coordonate ecuația lui Laplace devine:

$$\rho \frac{\partial}{\partial \rho}\left(\rho \frac{\partial V}{\partial \rho}\right) + \frac{\partial^2 V}{\partial \rho^2} = 0. \tag{6}$$

Condițiile la limită necesare pentru determinarea univocă a potențialului $V(\rho, \varphi)$ sînt următoarele:

a) Pentru $\rho = R$ (raza exterioară a rolei), componenta radială a densității de curent este nulă pe toată periferia rolei, cu excepția

zonelor a și b unde are o valoare constantă. Avem :

$$J^{(1)} = -\sigma_1 \frac{\partial V^{(1)}}{\partial \rho} = F(\varphi). \tag{7}$$

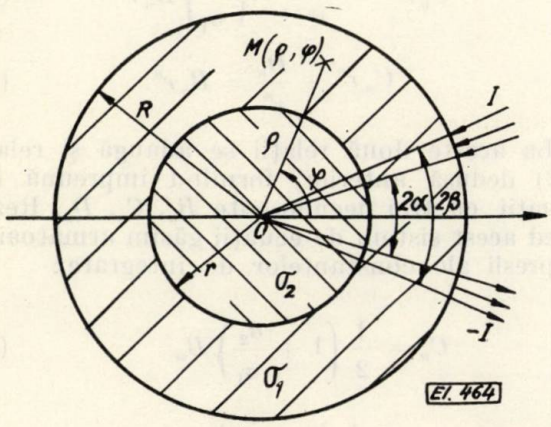


Fig. 2

Funcția $F(\varphi)$ este reprezentată în figura 3.

b) Pentru $\rho = r$ (raza interioară a rolei), adică la limita de separație între mediile conductoare diferite, se conservă componentele nor-

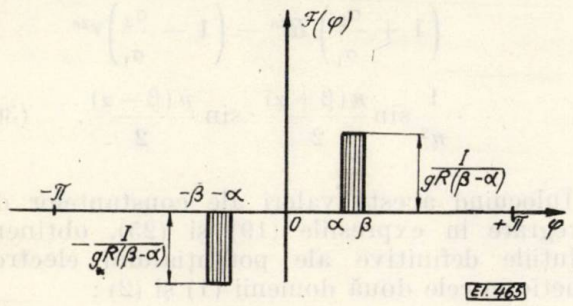


Fig. 3

male ale densității de curent și cele tangențiale ale cîmpului electric staționar. Avem deci condițiile :

$$J_\rho^{(1)} = J_\rho^{(2)} \text{ deci } \sigma_1 \frac{\partial V_\varphi^{(1)}}{\partial \varphi} = \sigma_2 \frac{\partial V_\varphi^{(2)}}{\partial \varphi} \tag{8}$$

$$E_\varphi^{(1)} = E_\varphi^{(2)} \text{ deci } \frac{1}{\rho} \cdot \frac{\partial V_\rho^{(1)}}{\partial \varphi} = \frac{1}{\rho} \cdot \frac{\partial V_\rho^{(2)}}{\partial \varphi} \tag{9}$$

c) Pentru $\varphi = 0$ sau π, din motive de simetrie liniile de curent sînt perpendiculare pe axa de simetrie, deci avem condițiile :

$$\frac{\partial V^{(1)}}{\partial \rho} = \frac{\partial V^{(2)}}{\partial \rho} = 0. \tag{10}$$

În relațiile (7....10) am pus indice (1) tuturor mărimilor care se referă la domeniul corespunzător materialului conductor cu conductivitatea σ_1, cuprins între cercurile de raze r și R și indice (2) mărimilor referitoare la celălalt domeniu.

Avînd condițiile la limită, putem determina soluția corespunzătoare a ecuației lui Laplace (6). Pentru aceasta se aplică metoda separării variabilelor căutînd soluții ale ecuației de forma :

$$V(\rho, \varphi) = \Phi(\rho) \cdot \psi(\varphi). \tag{11}$$

Înlocuind în ecuația (6) ajungem la ecuația :

$$\rho^2 \frac{\Phi''}{\Phi} + \rho \frac{\Phi'}{\Phi} + \frac{\psi''}{\psi} = 0. \tag{12}$$

Din motive de periodicitate a soluțiilor $\psi(\varphi)$ în raport cu argumentul φ, ecuația precedentă se descompune în următoarele două ecuații diferențiale ordinare :

$$\begin{gathered} \rho^2\Phi'' + \rho\Phi' - \lambda^2 \cdot \Phi = 0 \\ \psi'' + \lambda^2 \cdot \psi = 0 \end{gathered} \tag{13}$$

în care λ este un număr real. Soluțiile generale ale acestor două ecuații sînt :

$$\begin{gathered} \Phi(\rho) = C_\lambda \cdot \rho^\lambda + \frac{D_\lambda}{\rho^\lambda} \\ \psi(\varphi) = A_\lambda \cdot \cos \lambda\varphi + B_\lambda \cdot \sin \lambda\varphi. \end{gathered} \tag{14}$$

Rezultă că cea mai generală soluție a ecuației (6) care să satisfacă condițiile la limită (7—10) poate fi căutată sub forma :

$$V(\rho, \varphi) = \sum_{\lambda=1}^{\infty} \left(C_1 \rho^\lambda + \frac{D_\lambda}{\rho^\lambda} \right) (A_\lambda \cos \lambda\varphi + B_\lambda \sin \lambda\varphi). \tag{15}$$

Pentru cele ce urmează sînt necesare și expresiile derivatelor parțiale în raport cu ρ și φ :

$$\frac{\partial V}{\partial \rho} = \sum_{\lambda=1}^{\infty} \lambda \left(C_\lambda \rho^{\lambda-1} - \frac{D_\lambda}{\rho^{\lambda+1}} \right) (A_\lambda \cos \lambda\varphi + B_\lambda \sin \lambda\varphi) \tag{16}$$

$$\frac{\partial V}{\partial \varphi} = \sum_{\lambda=1}^{\infty} \lambda \left(C_\lambda \rho^\lambda + \frac{D_\lambda}{\rho^\lambda} \right) (-A_\lambda \sin \lambda\varphi + B_\lambda \cos \lambda\varphi). \tag{17}$$

În vederea determinării constantelor de integrare A_λ, B_λ, C_λ, D_λ, precum și a lui λ, vom pune condițiile la limită în mod separat, pe domeniile cu conductivități σ_1 și σ_2 :

2.1. Domeniul (1)

Pentru ca soluția generală (15) să îndeplinească condiția la limită (10), se observă că trebuie să avem următoarele relații :

$$\begin{gathered} A_\lambda = 0 \\ \sin \lambda\pi = 0. \end{gathered} \tag{18}$$

Rezultă deci, că $\lambda = n$ adică este număr natural, astfel că în acest domeniu vom avea soluția:

$$V^{(1)}(\rho,\varphi) = \sum_{n=1}^{+\infty}\left(C_n\rho^n + \frac{D_n}{\rho^n}\right)\sin n\varphi \qquad (19)$$

în care coeficientul B_n este înglobat în coeficienții C_n și D_n.

În vederea aplicării în continuare a condiției la limită (7) vom dezvolta în prealabil funcția $F(\varphi)$ dată în figura 3, în serie Fourier: Se obține:

$$F(\varphi) = \sum_{k=1}^{\infty} H_K \sin K\varphi \qquad (20)$$

în care coeficienții dezvoltării au expresia:

$$H_K = \frac{4I}{\pi g R(\beta-\alpha)}\cdot\frac{1}{K}\cdot\sin\frac{K(\beta+\alpha)}{2}\cdot\sin\frac{K(\beta-\alpha)}{2}. \qquad (21)$$

Ținînd seama de condiția la limită (7), rezultă următoarea relație de legătură între coeficienții C_n și D_n:

$$C_n R^{n-1} - \frac{D_n}{R^{n+1}} = -\frac{4I}{\pi\sigma_1 g R(\beta-\alpha)}\cdot\frac{1}{n^2}\cdot \sin\frac{n(\beta+\alpha)}{2}\cdot\sin\frac{n(\beta-\alpha)}{2}. \qquad (22)$$

2.2. Domeniul (2)

Din considerente fizice, soluția ecuației (6) în acest domeniu $V^{(2)}(\rho,\varphi)$, trebuie să fie finită în toate punctele domeniului, ceea ce impune soluției generale (15) restricția următoare:

$$D_\lambda = 0. \qquad (23)$$

De asemenea, condiția la limită (10), ținînd seama de (16), impune relațiile:

$$A_\lambda = 0$$
$$\sin\lambda\pi = 0. \qquad (24)$$

deci $\lambda = n$, număr natural, la fel ca în cazul domeniului (1).

Rezultă pentru domeniul (2) soluția:

$$V^{(2)}(\rho,\varphi) = \sum_{n=1}^{+\infty} B_n\cdot\rho^n\cdot\sin n\varphi. \qquad (25)$$

2.3. Determinarea constantelor.

Avînd expresiile analitice ale celor două potențiale în cele două domenii, (19) și (25), vom pune acum condițiile la limită (8) și (9).

Luînd în considerare expresiile derivatelor parțiale în raport cu ρ și φ ale lui $V^{(1)}$ și $V^{(2)}$ se ajunge la următoarele relații de legătură între coeficienții celor două soluții:

$$C_n r^{n-1} - \frac{D_n}{r^{n+1}} = \left(\frac{\sigma_2}{\sigma_1}\right) B_n r^{n-1} \qquad (26)$$

$$C_n r^n + \frac{D_n}{r^n} = B_n r^n. \qquad (27)$$

La aceste două relații se adaugă și relația (22) dedusă anterior, formînd împreună trei ecuații cu trei necunoscute B_n, C_n, D_n. Rezolvînd acest sistem de ecuații găsim următoarele expresii ale constantelor de integrare:

$$C_n = \frac{1}{2}\left(1+\frac{\sigma_2}{\sigma_1}\right)B_n \qquad (28)$$

$$D_n = \frac{1}{2}\left(1-\frac{\sigma_2}{\sigma_1}\right)B_n r^{2n} \qquad (29)$$

$$B_n = -\frac{8}{\pi}\cdot\frac{I}{\sigma_1 g(\beta-\alpha)}\cdot \frac{R^n}{\left(1+\frac{\sigma_2}{\sigma_1}\right)R^{2n} - \left(1-\frac{\sigma_2}{\sigma_1}\right)r^{2n}}\cdot \frac{1}{n^2}\sin\frac{n(\beta+\alpha)}{2}\cdot\sin\frac{n(\beta-\alpha)}{2}. \qquad (30)$$

Înlocuind aceste valori ale constantelor de integrare în expresiile (19) și (25), obținem soluțiile definitive ale potențialului electrocinetic în cele două domenii (1) și (2):

$$V^{(1)}(\rho,\varphi) = -\frac{4}{\pi}\cdot\frac{I}{\sigma_1 g(\beta-\alpha)}\cdot\sum_{n=1}^{+\infty}\left(\frac{R}{\rho}\right)^n \cdot \frac{\left(1+\frac{\sigma_2}{\sigma_1}\right)\rho^{2n} + \left(1-\frac{\sigma_2}{\sigma_1}\right)r^{2n}}{\left(1+\frac{\sigma_2}{\sigma_1}\right)R^{2n} - \left(1-\frac{\sigma_2}{\sigma_1}\right)r^{2n}}\cdot \frac{1}{n^2}\sin\frac{n(\beta+\alpha)}{2}\sin\frac{n(\beta-\alpha)}{2}\sin n\varphi; \qquad (31)$$

$$V^{(2)}(\rho,\varphi) = -\frac{8}{\pi}\cdot\frac{I}{\sigma_1 g(\beta-\alpha)}\sum_{n=1}^{+\infty}\frac{(\rho R)^n}{\left(1+\frac{\sigma_2}{\sigma_1}\right)R^{2n} - \left(1-\frac{\sigma_2}{\sigma_1}\right)r^{2n}}\cdot \frac{1}{n^2}\sin\frac{n(\beta+\alpha)}{2}\sin\frac{n(\beta-\alpha)}{2}\sin n\varphi. \qquad (32)$$

3. Calculul rezistenței de trecere

Cunoscînd soluția ecuației (6) în cele două domenii, dată de expresiile (31) și (32), putem calcula rezistența de trecere a rolei cu formula :

$$R_t = \left| \frac{V_a - V_b}{I} \right| \tag{33}$$

în care V_a și V_b sînt potențialele zonelor a și b, de intrare și de ieșire a curentului I. Aceste potențiale pot fi calculate pe baza expresiei (31) și anume :

$$V_a = V^{(1)}\left(R, \frac{\alpha+\beta}{2}\right)$$
$$V_b = V^{(1)}\left(R_1 - \frac{\alpha+\beta}{2}\right). \tag{34}$$

Efectuînd calculele corespunzătoare se găsește următoarea formulă de calcul a rezistenței de trecere a rolei :

$$R_t = \frac{8}{\pi}\frac{1}{\sigma_1 g(\beta-\alpha)}\sum_{n=1}^{+\infty}\frac{1}{n^2}K_n\left(\frac{\sigma_2}{\sigma_1}, \frac{r}{R}\right)\sin^2\left[\frac{n(\alpha+\alpha)}{2}\right]\sin\frac{n(\beta-\alpha)}{2} \tag{35}$$

în care s-a introdus notația :

$$K_n\left(\frac{\sigma_2}{\sigma_1}, \frac{r}{R}\right) = \frac{1-\dfrac{\sigma_2}{\sigma_1}}{1+\dfrac{\sigma_2}{\sigma_1}}\left(\frac{r}{R}\right)^{2n} \Bigg/ \frac{1-\dfrac{\sigma_2}{\sigma_1}}{1+\dfrac{\sigma_2}{\sigma_1}}. \tag{36}$$

Expresia (35) reprezintă soluția exactă a problemei puse, dar are dezavantajul că seria infinită care apare în formulă este slab convergentă și de aceea în calcul trebuie însumați foarte mulți termeni pentru a obține o precizie convenabilă.

Se poate arăta (*Anexa 1*) că în urma unor transformări convenabile, expresia de calcul a rezistenței de trecere a rolei de contact se poate pune sub forma următoare, mai avantajoasă din punct de vedere al calculului :

$$R_t = \frac{8}{\pi}\cdot\frac{1}{\sigma_1 g(\beta-\alpha)}\left\{W(\alpha,\beta) + \sum_{n=1}^{+\infty}\frac{2\xi_n}{1-\xi_n}\cdot\frac{\sin^2\left[\dfrac{n(\beta+\alpha)}{2}\right]\sin\dfrac{n(\beta-\alpha)}{2}}{n^2}\right\} \tag{37}$$

în care s-au introdus notațiile :

$$W(\alpha,\beta) = L\left(\frac{\pi}{2}\right) - L\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\beta-\alpha}{2}\right) + \frac{1}{2}\left[L\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\beta+\alpha}{2} - \beta\right) - L\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\beta+\alpha}{2} - \alpha\right)\right] \tag{38}$$

$$\xi_n = \frac{1-\dfrac{\sigma_2}{\sigma_1}}{1+\dfrac{\sigma_2}{\sigma_1}}\cdot\left(\frac{r}{R}\right)^{2n} \tag{39}$$

În aceste expresii $L(\alpha)$ este funcția lui Lobacevski, pentru care există tabele de valori în [1].

Dacă în formula (37) se consideră $\sigma_1 = \sigma_2$ (sau ceea ce este același lucru $r = 0$) atunci obținem formula de calcul a rezistenței de trecere a rolei omogene de conductivitate σ :

$$R_t = \frac{8W(\alpha,\beta)}{\pi\cdot\sigma\cdot g(\beta-\alpha)}, \tag{40}$$

Atît în această formulă cît și în formulele precedente (35) și (37) raza R a rolei nu apare explicit. Ea intervine însă indirect în factorul ξ_n, iar pe de altă parte intră în expresia lui $\frac{\beta+\alpha}{2}$ și deci și a lui $W(\beta, \alpha)$. În adevăr, unghiul $\frac{\beta+\alpha}{2}$ este determinat de diametrul conductoarelor de bobinaj d, de grosimea izolației acestora prin intermediul diametrului izolat d' și de raza exterioară a rolei, așa cum reiese din figura 4.

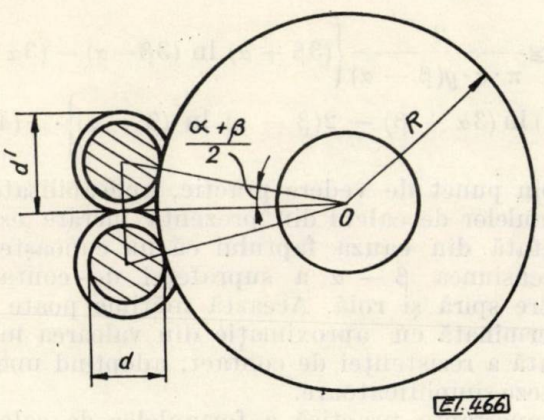


Fig. 4.

Există relația evidentă :

$$\sin\frac{\beta+\alpha}{2} = \frac{d'}{d+2R}. \tag{41}$$

Cum d și d' sînt mărimi presupuse cunoscute rezultă că între unghiul $\frac{\beta+\alpha}{2}$ și raza R există o dependență bine precizată, dată de relația (41).

4. Formule de calcul aproximativ.

Așa cum arată calculele numerice, seria care apare în formula (37) converge foarte repede, mai ales pentru valori reduse ale raportului $\frac{r}{R}$, astfel încît se poate limita dezvoltarea la primii patru sau cinci termeni, cu o precizie suficientă pentru nevoile curente. Cum în general unghiurile $\frac{\beta-\alpha}{2}$ și $\frac{\beta+\alpha}{2}$ sînt foarte mici, sinusurile pot fi înlocuite prin arcele corespunzătoare și limitînd suma infinită la primii N termeni, obținem formula aproximativă de calcul:

$$R_t \cong \frac{8}{\pi \sigma_1 g}\left\{\frac{W(\alpha,\beta)}{\beta-\alpha}+\left(\frac{\beta+\alpha}{2}\right)^2 \cdot \sum_{n=1}^{N}\frac{n\cdot\xi_n}{1-\xi_n}\right\}. \quad (42)$$

De obicei este suficient să se ia $N = 4$ sau 5, cu o precizie foarte bună. Pentru a elimina necesitatea folosirii tabelelor în calculul valorilor funcției $W(\alpha, \beta)$ se poate aproxima această funcție (a se vedea *Anexa 2*) cu următoarea expresie:

$$W(\alpha,\beta) \cong \frac{3\beta+\alpha}{4}\ln(3\beta+\alpha) - \frac{\beta+3\alpha}{4}\ln(\beta+3\alpha) - \frac{\beta-\alpha}{2}\ln(\beta-\alpha). \quad (43)$$

Pentru rola omogenă din material unic rezultă formula aproximativă:

$$R_t \cong \frac{2}{\pi\cdot\sigma\cdot g(\beta-\alpha)}\left\{(3\beta+\alpha)\ln(3\beta-\alpha)-(3\alpha+\beta)\ln(3\alpha+\beta)-2(\beta-\alpha)\ln(\beta-\alpha)\right\}. \quad (44)$$

Din punct de vedere practic, aplicabilitatea formulelor de calcul din prezenta lucrare este limitată din cauza faptului că nu cunoaștem dimensiunea $\beta - \alpha$ a suprafeței de contact dintre spiră și rolă. Această mărime poate fi determinată cu aproximație din valoarea măsurată a rezistenței de contact, adoptînd unele ipoteze simplificatoare.

Importanța practică a formulelor de calcul obținute, nu rezidă însă în calculul efectiv al valorii rezistenței de trecere, cît mai ales în posibilitatea de a studia efectul variației raportului $\frac{\sigma_2}{\sigma_1}$, sau $\frac{r}{R}$, asupra valorii acestei rezistențe, obținînd astfel indicații prețioase în alegerea materialului și dimensiunilor rolei de contact.

5. Exemplu de calcul.

În cele ce urmează vom pleca de la următoarele date de calcul:

diametrul neizolat al conductorului de bobinaj, $d = 1$ mm;
diametrul izolat dublu cu bumbac, $d' = 1{,}27$ mm;
raza exterioară a rolei, $R = 17{,}7$ mm;
raza interioară a rolei, $r = 8$ mm;
grosimea rolei, $g = 7$ mm;
conductivitatea materialului exterior (Cu-C), $\sigma_1 = 5\cdot 10^5 \frac{1}{\Omega\cdot m}$;
conductivitatea materialului interior (Bz), $\sigma_2 = 4\cdot 10^6 \frac{1}{\Omega\cdot m}$.

Aplicînd formula (41) găsim:

$$\sin\frac{\beta+\alpha}{2} = \frac{1{,}27}{1+2.17{,}7} = 0{,}0349.$$

Rezultă:

$$\frac{\beta+\alpha}{2} = 2^\circ = 0{,}0349 \text{ rad}.$$

În continuare adoptăm o valoare convențională:

$$\beta - \alpha = 20' = 0{,}00581 \text{ rad}.$$

Rezultă pentru unghiurile α și β valorile:

$$\alpha = 1^\circ 50' \quad \beta = 2^\circ 10'.$$

În continuare în vederea determinării rezistenței de trecere pe baza formulei (42), calculăm mai întîi funcția $W(\alpha, \beta)$ pe baza expresiei (38), găsim valoarea: $W(\alpha, \beta) = 0{,}00692$.

Pentru calculul sumei $\sum_{n=1}^{N}\frac{n\cdot\xi_n}{1-\xi_n}$ se dau rezultatele din tabela 1 alăturat:

Tabela 1

n	ξ_n	$\frac{\xi_n}{1-\xi_n}$	$\frac{n\,\xi_n}{1-\xi_n}$
1	−0,159	−0,137	−0,137
2	−0,0328	−0,0317	−0,0634
3	−0,00671	−0,0067	−0,0201
4	−0,00138	−0,00138	−0,00552

Rezultă :

$$\sum_{n=1}^{4} \frac{n \cdot \xi_n}{1-\xi_n} \cong 0{,}226.$$

Înlocuind în formula (42) se obține :

$$R_t \cong \frac{8}{\pi \cdot 5 \cdot 10^5 \cdot 7 \cdot 10^{-3}} \left\{ \frac{0{,}00692}{0{,}00581} - \right.$$

$$\left. - (0{,}0349)^2 \cdot 0{,}226 \right\} = 8{,}66 \cdot 10^{-4}\,\Omega.$$

După cum se constată, influența miezului central de altă conductivitate este neglijabilă în cazul de față încît calculul se poate face pe baza formulei rolei omogene (40) sau (44). Influența miezului central devine importantă evident, atunci cînd raportul $\frac{r}{R}$ se apropie de unitate. În acest caz trebuie folosite formulele de calcul complete (37) sau (42).

ANEXA I

Expresia de calcul a rezistenței de trecere (35) se mai poate scrie :

$$R_t = \frac{8}{\pi} \cdot \frac{1}{\sigma_1 g(\beta-\alpha)} \left\{ \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{1}{n^2} \sin^2 \left[\frac{n(\beta+\alpha)}{2} \right] \sin \frac{n(\beta-\alpha)}{2} + \right.$$

$$\left. + \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{1}{n^2} \left[K_n \left(\frac{\sigma_2}{\sigma_1}, \frac{r}{R} \right) - 1 \right] \sin^2 \left[\frac{n(\beta+\alpha)}{2} \right] \sin \frac{n(\beta-\alpha)}{2} \right\}. \tag{I}$$

Pentru prima sumă, ținînd seama de relațiile trigonometrice următoare :

$$\sin^2 \theta = \frac{1-\cos 2\theta}{2} \qquad \sin\gamma \cdot \cos\delta = \frac{1}{2}[\sin(\gamma+\delta) + \sin(\gamma-\delta)]$$

se obține descompunerea :

$$\sum_{n=1}^{+\infty} \frac{1}{n^2} \sin^2 \left[\frac{n(\beta+\alpha)}{2} \right] \sin \frac{n(\beta-\alpha)}{2} = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{1}{n^2} \sin \frac{n(\beta-\alpha)}{2} -$$

$$- \frac{1}{4} \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{1}{n^2} \sin \frac{n(3\beta+\alpha)}{2} + \frac{1}{4} \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{1}{n^2} \sin \frac{n(\beta+3\alpha)}{2}.$$

Se știe însă că avem [1], [2] :

$$\sum_{n=1}^{+\infty} \frac{\sin n\varepsilon}{n^2} = -\int_0^{\varepsilon} \ln \left(2 \sin \frac{\varepsilon}{2} \right) d\varepsilon = 2 \left[L\left(\frac{\pi}{2}\right) - \right.$$

$$\left. - L\left(\frac{\pi}{2} - \varepsilon\right) \right] - \varepsilon \cdot \ln 2$$

în care $L(\alpha)$ este funcția lui Lobacevski. În acest caz prima sumă se mai poate scrie :

$$\sum_{n=1}^{+\infty} \frac{1}{n^2} \sin^2 \left[\frac{n(\beta+\alpha)}{2} \right] \sin \frac{n(\beta-\alpha)}{2} = L\left(\frac{\pi}{2}\right) - L\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\beta-\alpha}{2}\right)$$

$$+ \frac{1}{2} \left\{ L\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\beta+\alpha}{2} - \beta\right) - L\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\beta+\alpha}{2} - \alpha\right) \right\} \equiv W(\alpha,\beta)$$

în care am notat membrul al doilea cu $W(\alpha, \beta)$.

Pentru a doua sumă se observă că avem :

$$K_n \left(\frac{\sigma_2}{\sigma_1}, \frac{r}{R} \right) - 1 = \frac{2\xi_n}{1-\xi_n}$$

în care am notat :

$$\xi_n = \frac{1 - \frac{\sigma_2}{\sigma_1}}{1 + \frac{\sigma_2}{\sigma_1}} \cdot \left(\frac{r}{R} \right)^{2n}.$$

Rezultă atunci în definitiv următoarea formulă de calcul a rezistenței de trecere :

$$R_t = \frac{8}{\pi} \cdot \frac{1}{\sigma_1 g(\beta-\alpha)} \left[W(\alpha,\beta) + \right.$$

$$\left. + \sum_{u=1}^{+\infty} \frac{2\xi n}{1-\xi_n} \cdot \frac{\sin^2 \left[\frac{n(\beta+\alpha)}{2} \right] \sin \frac{n(\beta-\alpha)}{2}}{n^2} \right] \tag{II}$$

care coincide cu cea din textul principal.

ANEXA II

Pentru funcția lui Lobacevski se cunoaște relația :

$$L\left(\frac{\pi}{2}\right) - L\left(\frac{\pi}{2} - \lambda\right) = -\int_0^{\lambda} \ln(\sin x)\, dx. \tag{I}$$

Dacă unghiul λ este mic (de exemplu sub 5 grade sexagesimale), atunci se poate înlocui sinusul prin arcul corespunzător și rezultă :

$$L\left(\frac{\pi}{2}\right) - L\left(\frac{\pi}{2} - \lambda\right) \cong -\int_0^{\lambda} \ln x \cdot dx = -\left| x(\ln x - 1) \right|_0^{\lambda} =$$

$$= -[\lambda(\ln\lambda - 1) - \lim [x(\ln x - 1)] = -\left[\lambda(\ln\lambda - 1) + \right.$$

$$\left. + \lim_{x \to 0} \frac{1 - \ln x}{\left(\frac{1}{x}\right)} \right] = \lambda(1 - \ln\lambda).$$

Avem deci relația :

$$L\left(\frac{\pi}{2}\right) - L\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\beta-\alpha}{2}\right) \cong \frac{\beta-\alpha}{2} \left(1 - \ln \frac{\beta-\alpha}{2} \right) \tag{II}$$

Observînd că putem pune:

$$L\left(\frac{\pi}{2}-\frac{\beta+\alpha}{2}-\beta\right)-L\left(\frac{\pi}{2}-\frac{\beta+\alpha}{2}-\alpha\right)=\left\{L\left(\frac{\pi}{2}\right)-L\left[\frac{\pi}{2}-\left(\frac{\beta+\alpha}{2}+\alpha\right)\right]\right\}-\left\{L\left(\frac{\pi}{2}\right)-L\left[\frac{\pi}{2}-\left(\frac{\beta+\alpha}{2}+\beta\right)\right]\right\}$$

și ținînd seama de relația (II) precedentă se ajunge la următoarea expresie aproximativă a funcției $W(\alpha, \beta)$:

$$W(\alpha,\beta)\cong\frac{3\beta+\alpha}{4}\ln(3\beta+\alpha)-\frac{\beta+3\alpha}{4}\ln(\beta+3\alpha)-\frac{\beta-\alpha}{2}\ln(\beta-\alpha). \quad \text{(III)}$$

Bibliografie

[1] *Rîjic, I.M.* și *Gradștein, I. S.* Tabele de integrale, sume, serii și produse. (traducere din limba rusă) București, Ed. Tehnică, 1955.

[2] *Tolstov, G. P.* Riadî Furie (lb. rusă) Gostehizdat, 1951.

Intrat în redacție la 1. VI. 1972

Un megohmmetru cu microampermetru și stabilizator de tensiune

MIHAI ANTONIU* — Iași

CZ 621.317.734.072.2

1. Introducere

O problemă importantă ce se pune la proiectarea și construcția unui megohmmetru, indiferent de mecanismul de măsură utilizat (microampermetru sau logometru), este de a realiza un aparat cu limite de măsurare cît mai largi, fără a utiliza amplificator între circuitul și mecanismul de măsură.

La megohmmetrele cu microampermetru și stabilizator de tensiune [1] această problemă se rezolvă, fie pe calea utilizării unui microampermetru cu scară uniformă (ecuație de funcționare liniară) prevăzut cu 2—3 sensibilități, fie utilizînd un microampermetru cu scara contractată la fine (ecuație de funcționare cuadratică, logaritmică etc.), obținut cu ajutorul unui circuit de corecție cu diode Zenner [3], sau prin modificarea corespunzătoare a inducției în întrefierul bobinei mobile — modificare realizată, fie utilizînd miez cu secțiune spirală [4], sau piese polare cu o astfel de curbură [5], fie utilizînd magnet permanent de tip interior cu secțiune dreptunghiulară [6].

Dintre aceste soluții ultima este mai avantajoasă, deoarece necesită o tehnologie mai simplă, iar microampermetrul respectiv are fiabilitate mai mare (lipsește circuitul de corecție). Însă, aici apare inconvenientul că magnetul fiind în interiorul bobinei, are volum redus și ca urmare nu se poate realiza o inducție suficient de mare în întrefier — valoarea acesteia fiind direct proporțională cu volumul magnetului utilizat [7] — ceea ce duce la un microampermetru cu sensibilitate inițială scăzută, adică — la un megohmmetru cu limita superioară de măsurare coborîtă. Ori, o altă cerință care se impune tot mai mult în ultimul timp penfru megohmmetre este tocmai de a avea limita superioară de măsurare cît mai ridicată.

Căutînd o ieșire din acest impas, s-a realizat un microampermetru magnetoelectric la care contractarea la fine a scării se obține prin deformarea cîmpului în întrefierul bobinei mobile, cu ajutorul unui miez magnetic moale de formă dreptunghiulară — soluție neconsemnată în literatura de specialitate. În raport cu microampermetru descris în [6], această soluție prezintă avantajul că, magnetul fiind de tip exterior, permite crearea unei inducții în întrefier sensibil mai mare cu creșterea corespunzătoare a limitei superioare de măsurare a megohmmetrului respectiv, iar față de soluția din [4] —că miezul are geometria mai simplă, și deci, tehnologia mai ieftină.

Ca aplicație a microampermetrului elaborat, în lucrarea de față se prezintă un megohmmetru tranzistorizat de 2500 V — problemă ce preocupă intens industria noastră de specialitate în ultima vreme.

2. Microampermetru cu miez dreptunghiular

Pentru construcția unui asemenea microampermetru s-a plecat de la circuitul magnetic al milivoltmetrului MI—144 p fabricat de Uzina „Electromagnetica" București, la care miezul original (de secțiune circulară) a fost înlocuit cu altul (M) de secțiunea dreptunghiulară — denumire improprie întrucît două din laturi sînt arce de cerc — așa cum se arată în figura 1.

Fiindcă la o astfel de configurație a întrefierului de lucru calculul analitic al inducției

* Dr. ing. *M. Antoniu* este conferențiar la Institutul politehnic — Iași.

B este dificil, s-au făcut încercări experimentale. S-a constatat că pentru $\alpha_n = 70° \ldots 100°$ (α_n — unghiul total al scării gradate) variaţia acestei

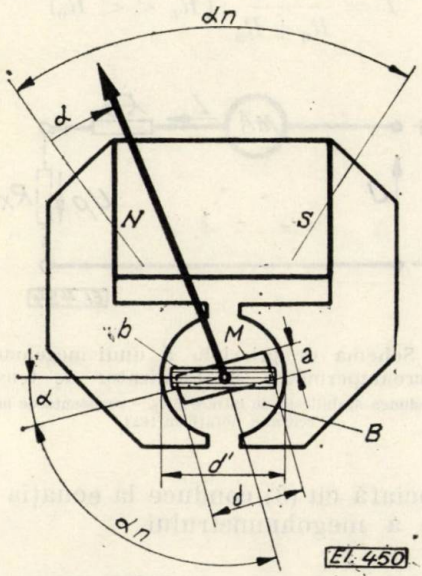


Fig. 1. Microampermetru cu miez dreptunghiular :
M — miezul dreptunghiular ; b — bobina mobilă ; $(N-S)$ — magnetul permanent ; α_n — unghiul total al scării gradate, B — inducţia în întrefier (celelalte notaţii în text).

inducţii cu unghiul α de rotire a bobinei mobile b, are aspectul din figura 2. Se observă că $B(\alpha)$ este descendentă, şi că la micşorarea raportului a/d inducţia iniţială ($\alpha = 0$) creşte.

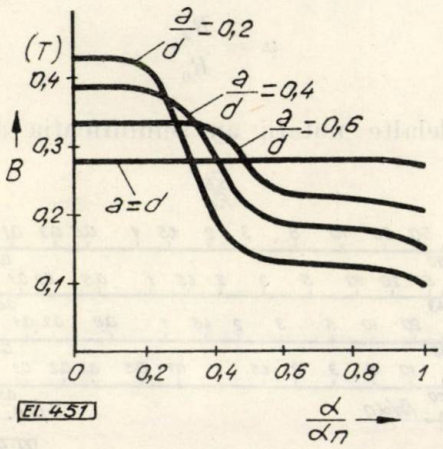


Fig. 2. Variaţia inducţiei în întrefier pentru diverse valori ale raportului a/d (a şi d — dimensiunile miezului), determinată experimental.

Într-o primă aproximaţie, fiecare din aceste curbe poate fi înlocuită cu una de ecuaţie :

$$B = \frac{B_0}{1 + q\alpha} \qquad (1)$$

unde

$$q = \frac{1}{\alpha_n}\left(\frac{B_0}{B_n} - 1\right) \qquad (2)$$

aşa cum se arată în figura 3. Această aproximaţie poate fi considerată admisibilă, deoarece în cazul de faţă interesează în primul rînd

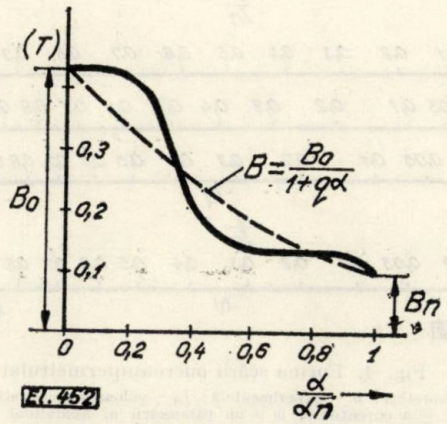


Fig. 3. Aproximarea curbei experimentale a inducţiei în întrefier cu una teoretică (linie întreruptă).

coincidenţa la extremităţi a celor două curbe (teoretică şi experimentală).

Admiţînd acum că inducţia (B) din întrefierul bobinei b este dată de (1), se poate scrie ecuaţia de funcţionare a microampermetrului :

$$\alpha(1 + q\alpha) = \frac{NSB_0I}{W} \qquad (3)$$

în care N şi S reprezintă numărul de spire şi respectiv suprafaţa bobinei b, I — curentul ce trece prin această bobină, iar W cuplul specific al resoartelor antagoniste (omise din fig. 1). Se observă că ecuaţia (3) este cuadratică ceea ce arată că microampermetrul în discuţie are scara contractată la fine.

Pentru $\alpha = \alpha_n$ ecuaţia (3) devine,

$$\alpha_n(1 + q\alpha_n) = \frac{NSB_0I_n}{W},$$

de unde prin împărţire se obţine ecuaţia de funcţionare generalizată

$$\eta(1 + m\eta) = (1 + m)\frac{I}{I_n}, \qquad (4)$$

în care :

$$\eta = \frac{\alpha}{\alpha_n}, \qquad (5)$$

$$m = q\alpha_n = \frac{B_0}{B_n} - 1. \qquad (6)$$

În figura 4 *a* se arată forma scării gradate definită de (3). Se observă că la $m = 0$ scara microampermetrului este uniformă — în acest

caz ecuația (4) devine liniară — și că la creșterea lui m gradul de contracție la fine a scării crește.

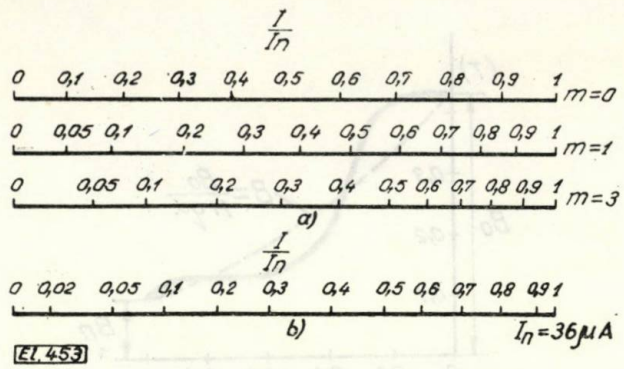


Fig. 4. Forma scării microampermetrului :
a — teoretică ; b — experimentală ; I_n — valoarea nominală ($\alpha = \alpha_n$) a curentului ; m = un parametru al aparatului.

Ca un dezavantaj al acestui gen de microampermetru față de cel descris în [6], trebuie menționat faptul că, după experiența noastră, $B_0/B_n \leqslant 5$ în timp ce la ultimul acest raport atinge valori mult mai mari (10—20). Totuși, valorile realizate în cazul de față sînt suficient de bune pentru scopul urmărit.

Pentru circuitul magnetic al acestui microampermetru s-au adoptat parametrii constructivi : $d = 18$ mm, $d' = 21$ mm, $a = 6$ mm ; a rezultat $B_0 = 0{,}4$ T și $B_n = 0{,}12$ T. Iar pentru organul mobil, $N = 4000$ spire, S = $= 4$ cm², $\alpha_n = 70°$, $W = 7\,\mu$Nm/rad. Sensibilitatea maximă în curent a rezultat 0,12 μA/grad ($\alpha \leqslant 15°$), iar cea minimă 0,51 μA/grad ($\alpha = \alpha_n$) ; curentul nominal $I_n = 36\,\mu$A.

În figura 4 b, se arată forma scării gradate a microampermetrului realizat (m $\approx$ 3) ; se observă o concordanță satisfăcătoare între aceasta și omoloaga ei din figura 4 a, ceea ce justifică utilitatea funcției (1) pentru cazul analizat.

Microampermetrul realizat este convenabil pentru construcția instrumentelor de nul cu amplificator, precum și la construcția megohmmetrelor ; în lucrarea de față se prezintă numai ultimul caz.

3. Avantajul utilizării microampermetrului cu scară contractată la fine.

3.1. Asupra limitetor de măsurare ale megohmmetrului

Schema de principiu a unui megohmmetru cu microampermetru și stabilizator de tensiune este arătată în figura 5, unde U reprezintă tensiunea stabilizată de alimentare a circuitului de măsură, R_x — rezistența de măsurat, iar R_0 — o rezistență necesară limitării curentului I la valoarea nominală (I_n) cînd $R_x = 0$.

În baza acestei scheme se scrie relația (R_b — rezistența bobinei b) :

$$I = \frac{U}{R_0 + R_x}, (R_b << R_0) \tag{7}$$

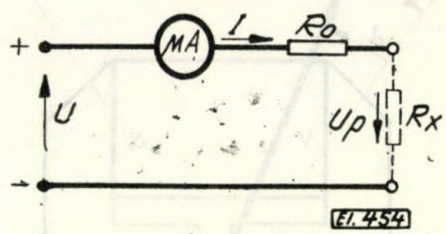


Fig. 5. Schema de principiu a unui megohmmetru cu microampermetru și stabilizator de tensiune :
U — tensiunea stabilizată de intrare ; R_p — rezistența de măsurat, celelalte notații în text.

care asociată cu (3) conduce la ecuația de funcționare a megohmmetrului

$$\alpha(1 + q\alpha) = \frac{NSB_0 U}{W(R_0 + R_x)}, \tag{8}$$

ce mai poate fi transcrisă și în forma

$$\eta(1 + m\eta) = \frac{1+m}{1+\mu}, \tag{9}$$

unde

$$\mu = \frac{R_x}{R_0}, \tag{10}$$

iar celelalte notații au semnificația din (4).

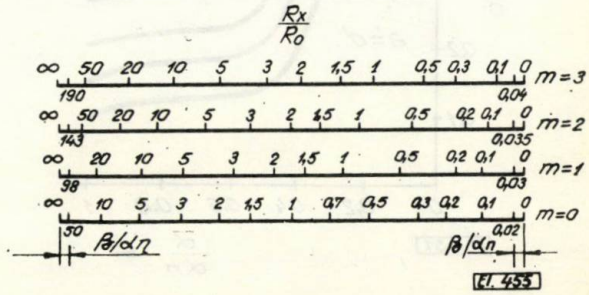


Fig. 6. Forma scării megohmmetrului din figura 5 construit cu microampermetrul din figura 1 :
m — parametrul microampermetrului (celelalte notații în text).

În figura 6 s-a reprezentat forma scării gradate a megohmmetrului conform cu (9). Se observă că la creșterea parametrului m — adică la creșterea gradului de contracție la fine a scării microampermetrului utilizat — caracteristicile scării megohmmetrului se îmbunătățesc, deoarece limitele de măsurare se extind, limita superioară de măsurare crește, iar dis-

tribuția diviziunilor pe scară se îmbunătățesc (scara se dilată în zona rezistențelor mari și se contractă în zona celor mici).

Din figura 6 se mai observă că acest tip de megohmmetru — schema serie — are limite (absolute) de măsurare infinite [8] adică, poate măsura rezistențe în intervalul $0 - \infty$. Pentru aprecierea întinderii de măsură [9] — domeniul cuprins între limitele efective de măsurare — la un atare megohmmetru, se poate utiliza raportul

$$A = \frac{R_{xs}}{R_{xi}} \tag{11}$$

în care R_{xs} — limita superioară de măsurare — reprezintă valoarea rezistenței R_x înscrisă pe scara gradată la distanța unghiulară $\beta(\beta = 2 \ldots 3\%$ din $\alpha_n)$ față de reperul ∞, iar R_{xi} — limita inferioară de măsurare — reprezintă valoarea rezistenței R_x înscrisă la distanța β față de reperul zero ($\alpha = \alpha_n$).

În fine, judecînd după acest criteriu scările din figura 6, unde s-a adoptat $\beta/\alpha_n = 0{,}02$, rezultă că pentru $m = 0$, $A = 50/0{,}02 = 2500$, iar la $m = 3$, $A = 190/0{,}04 = 4750$, adică aproape dublu, ceea ce subliniază avantajul utilizării microampermetrului cu scară contractată la fine pentru construcția megohmmetrelor.

3.2. Asupra repartiției tensiunii pe obiectul de încercat

Controlul izolației electrice cu megohmmetrul oferă informații mai concludente asupra stării acesteia numai dacă se cunoaște și tensiunea U_p (fig. 5) la care a fost măsurată rezistența

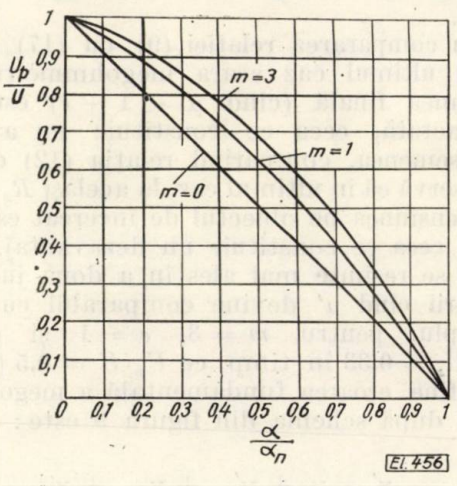


Fig. 7. Influența distorsionării scării microampermetrului (parametrul m) asupra tensiunii pe obiectul de încercat (U_p).

R_x a izolației respective. De aceea, la megohmmetre pe lîngă celelalte caracteristici interesează și curba repartiției tensiunii pe obiectul de încercat $U_p(R_x)$.

Din figura 5 rezultă relația:

$$U_p = IR_x$$

care asociată cu (7) și (9) conduce în final la expresia:

$$\frac{U_p}{U} = 1 - \frac{\eta(1 + m\eta)}{1 + m} = \frac{\mu}{1 + \mu} \tag{12}$$

a cărei reprezentare grafică este dată în figura 7. Curbele din această figură arată că la creșterea parametrului m se îmbunătățește repartiția tensiunii pe obiectul de încercat, ceea ce demonstrează și sub acest aspect avantajul utilizării unui microampermetru cu scară contractată la fine.

4. Problema stabilizării tensiunii.

Importanța stabilizării tensiunii de intrare la circuitul de măsură (fig. 5) reiese din analiza erorii fundamentale γ (care hotărăște clasa de precizie) a megohmmetrului respectiv. Principalele componente ale acestei erori sînt reunite în relația

$$\gamma = \gamma_f + \gamma_{R_0} + \gamma_U, \tag{13}$$

în care γ_f reprezintă eroarea datorată frecărilor în lagărele organului mobil, iar:

$$\gamma_{R_0} = -\frac{\eta(1 + m\eta)^2}{(1+m)(1+2m\eta)} \cdot \frac{\Delta R_0}{R_0}, \tag{14}$$

$$\gamma_U = \frac{1 + m\eta}{1+2m\eta} \cdot \frac{\Delta U}{U} \tag{15}$$

— erorile introduse în indicația megohmmetrului din cauza instabilității $\Delta R_0/R_0$ a rezistenței R_0 și respectiv a instabilității $\Delta U/U$ a tensiunii U (fig. 5). Ultimele două relații au fost obținute prin diferențierea ecuației de funcționare (8) după metoda cunoscută.

În cazul microampermetrului descris mai înainte, valoarea erorii γ_f (determinată experimental) nu depășește 0,5% din lungimea scării gradate (α_n).

În ceea ce privește γ_{R0} trebuie de observat că valoarea maximă a termenului fracționar din (14) este $(m + 1)/(2m + 1)$ și că R_0 este de ordinul megohmmilor (sau zecilor de MΩ), situație în care rezistențele de producție indigenă (IPRS) au instabilitatea în timp sub 0,5% și coeficientul termic sub 0,15%/°C, adică $\Delta R_0/R_0 \leqslant 0{,}5 + 2 \times 0{,}15 = 0{,}80\%$; cum $m \geqslant 1$ rezultă că $\gamma_{R0} \leqslant (2/3)0{,}80 = 0{,}53\%$ din lungimea scării gradate.

În fine, din (14) reiese că $\gamma_U \leqslant \Delta U/U$ și dacă $\Delta U/U = \pm 1\%$ (stabilizator cu tub cu gaz) rezultă că $\gamma_U \leqslant 1\%$ din lungimea scării gradate, ceea ce subliniază importanța deosebită a unei bune stabilizări a tensiunii U pentru precizia megohmmetrului.

Cît privește felul stabilizatorului, practica arată că la megohmmetrele cu convertor alimentat la baterii, s-au răspîndit mai mult trei tipuri: tipul parametric (cu tub cu gaz) montat la ieșirea din convertor [10], tipul cu reglaj prin tranzistoare montat la intrarea în convertor [11] și tipul cu reglajul timpului de conducție la tranzistorul invertorului [2]. Primul, prezintă dezavantajul că este puternic disipativ (randament energetic sub 50%) și de aceea se utilizează azi din ce în ce mai rar. Al doilea tip este mai puțin disipativ, însă prezintă dezavantajul că rezistența de ieșire a convertorului intră în ecuația de funcționare a megohmmetrului respectiv, ceea ce duce la apariția unei erori suplimentare; cu toate acestea stabilizatorul în discuție este cel mai utilizat la megohmmetrele cu tensiuni de lucru peste 500 V.

În fine, ultimul tip are o disipație și mai redusă însă prezintă dezavantajul că nu poate fi utilizat convenabil decît la convertoarele cu invertor monotranzistor; este cel mai răspîndit pentru megohmmetre cu $U \leqslant 500$ V. În cazul convertorului cu invertor în contratimp utilizarea acestui tip de stabilizator devine economică numai la puteri mult mai mari decît cele întîlnite la megohmmetre [12].

Discuțiile de mai sus arată că instabilitatea tensiunii de alimentare a circuitului de măsură, constituie o cauză principală de erori la astfel de megohmmetre și că pentru megohmmetrele românești ($U = 500/100$ și 2500 V) cel mai convenabil tip de stabilizator de tensiune pare a fi cel cu amplificator de eroare și element de control serie, plasat în amonte de convertor (fig. 8). Rămîne de cercetat influența unei asemenea scheme de stabilizare asupra caracteristicilor megohmmetrului.

5. Influența plasării stabilizatorului de tensiune în amonte de convertor

Schema bloc a unui megohmmetru avînd stabilizatorul de tensiune plasat în amonte de convertor este arătată în figura 8, iar schema electrică simplificată a acestuia — în figura 9, unde h reprezintă factorul de amplificare a tensiunii în convertor, R_i — rezistența interioară a acestuia, iar celelalte notații au semnificația din figura 5.

În baza schemei din figura 9, procedînd ca în cazul schemei din figura 5, se obține ecuația de funcționare a megohmmetrului respectiv:

$$\alpha'(1 + q\alpha') = \frac{NSB_0hU_s}{W(R_0' + R_i + R_x)}, \qquad (16)$$

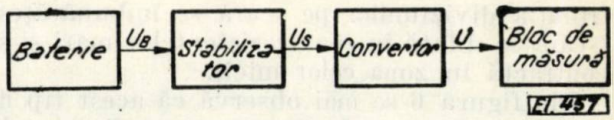


Fig. 8. Schema bloc a unui megohmmetru avînd stabilizatorul de tensiune în amonte de convertor.

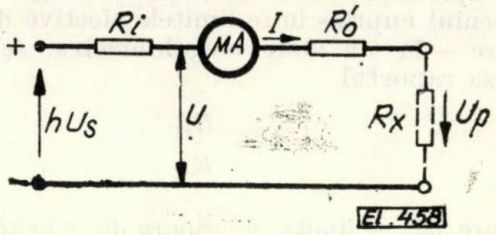


Fig. 9. Schema de principiu a megohmmetrului din figura 8: h — factorul de amplificare a tensiunii în convertor; R_i — rezistența interioară a acestuia.

care poate fi transcrisă în forma generalizată

$$\eta'(1 + m\eta') = \frac{(1 + e)(1 + m)}{1 + e + \mu'}, \qquad (17)$$

cum și relația

$$\frac{U_p}{hU_s} = \frac{\mu'}{1 + e + \mu'}, \qquad (18)$$

unde:

$$\mu' = \frac{R_x}{R_0'},\ e = \frac{R_i}{R_0'} \qquad (19)$$

iar celelalte notații au semnificația din (8) și (9).

Din compararea relației (9) cu (17) rezultă că în ultimul caz scara megohmmetrului în porțiunea finală (cînd $\mu' < 1 + e$) este mai contractată, ceea ce constituie un avantaj. De asemenea, comparînd relația (12) cu (18) se observă că în ultimul caz, la același R_x măsurat, tensiunea pe obiectul de încercat este mai mică, ceea ce constituie un dezavantaj. Acest lucru se resimte mai ales în a doua jumătate a scării cînd μ' devine comparabil cu e; de exemplu, pentru $m = 3$, $e = 1$ și $\mu' = 1$ $U_p/hU_s = 0{,}33$ în timp ce $U_p/U = 0{,}5$ (fig. 7).

În fine, eroarea fundamentală a megohmmetrului după schema din figura 9 este:

$$\gamma' = \gamma_f + \gamma'_{R_0} + \gamma_{U_s} + \gamma_{Ri}, \qquad (20)$$

unde

$$\gamma_{Ri} = -\frac{e\eta(1 + m\eta)^2}{(1 + e)(1 + m)(1 + 2m\eta)} \cdot \frac{\Delta R_i}{R_i}.$$

reprezintă eroarea care apare în indicația megohmmetrului din cauza instabilității rezistenței

R_i, iar ceilalți termeni ($\gamma_{U_s} = \gamma_U$) au semnificația din (13). Cum impedanța de ieșire a transformatorului convertorului este mică în comparație cu rezistența de ieșire din multiplicatorul de tensiune respectiv, rezultă că [12,p. 494]:

$$R_i = \frac{K}{fC}$$

ceea ce conduce la

$$\frac{\Delta R_i}{R_i} = -\frac{\Delta C}{C}$$

unde K este o constantă, f — frecvența de lucru a convertorului (constanta pentru că U_s este constantă), iar C — capacitatea înserată pe o ramură a multiplicatorului de tensiune (în fig. 10, $C = 0{,}5\ C_3 = 0{,}5\ C_{10}$).

Dacă C este cu peliculă de poliester [13], avînd instabilitatea în timp sub 0,3% și coeficientul de temperatură sub 0,16%/°C, rezultă că $\Delta R_i/R_i \leqslant 0{,}3 + 2 \times 0{,}16 = 0{,}62$ și ca urmare, valoarea maximă a erorii în discuție ajunge ($e \geqslant 1$, $m \geqslant 1$) la $\gamma_{Ri} \leqslant 0{,}15\%$ din lungimea scării gradate. Aceasta arată că γ_{Ri} este neglijabil de mică în raport cu celelalte componente ale erorii γ', dacă condensatoarele multiplicatorului de tensiune sînt de bună calitate și ca urmare $\gamma' \approx \gamma$ (în cazul cînd C este din polistiren, $\gamma_{Ri} \leqslant 0{,}05\%$ deci complet neglijabilă).

Rezultă deci, că plasarea stabilizatorului în amonte de convertor influențează pozitiv forma scării gradate, introduce o eroare suplimentară ce poate fi adusă la o valoare neglijabilă de mică și micșorează într-o anumită măsură tensiunea pe obiectul de încercat (dezavantaj).

6. Megohmmetrul realizat

Se descrie un megohmmetru de 2500 V alimentat la 9V cu baterii uscate (2 × 4,5 V), realizat după schema bloc din figura 8; schema electrică a acestuia este dată în figura 10.

6.1. Stabilizatorul de tensiune

Stabilizatorul propriu-zis [14] cuprinde dioda Zenner D_z înseriată cu rezistența R_1 (detectorul de eroare), tranzistorul T_1 (EFT 323) cu rezistența R_2 (amplificatorul de eroare) și elementul de reglaj serie alcătuit din tranzistoarele T_2 și T_3 (AC—180). Protecția împotriva eventualelor scurtcircuite la ieșire (străpungerea condensatorului C_1 etc.) este asigurată de către tranzistorul T_4 (EFT 323) comandat de către căderea de tensiune de pe rezistența R_3. Performanțele acestui stabilizator sînt: $U_s = 6$ V și $\Delta U_s/U_s \leqslant 0{,}8\%$, pentru $U_B = 9 - 6{,}8$ V și $I_B = 50 - 300$ mA.

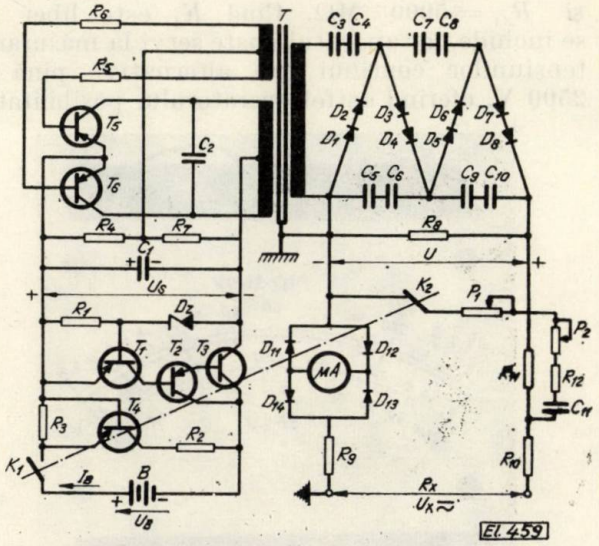


Fig. 10 Schema electrică a megohmmetrului realizat după schema bloc din figura 8 (notațiile-în text).

6.2. Convertorul

Este de tipul cu invertor în contratimp și multiplicator de tensiune. Invertorul — alcătuit din tranzistoarele T_5 și T_6 (EFT 323), rezistențele $R_4 - R_7$, transformatorul T și condensatorul C_2 — produce o tensiune alternativă de 650 V la 400 Hz, care intrînd în redresorul mutiplicator de tensiune, alcătuit din diodele $D_1 - D_8$ (F 407) și condensatoarele $C_3 - C_{10}$ ($C_3 = C_4 = C_{10}$), este adusă la valoarea nominală $U = 2500$ V (cînd $R_x = 100$ MΩ). Rezistența R_8 servește la descărcarea condensatoarelor multiplicatorului la terminarea măsurării și totodată ca sarcină minimă la ieșirea din convertor.

6.3. Blocul de măsură

Este alcătuit din microampermetrul (μA) descris mai sus, montat într-o punte redresoare (diodele $D_{11} \ldots D_{14}$) și rezistențele $R_9 \ldots R_{11}$, care împreună joacă rolul rezistenței R_0' din figura 9. Potențiometrul P_1 servește la corecția poziției finale a acului indicator ($\alpha = \alpha_n$) cînd se gradează scara aparatului pentru măsurarea tensiunilor continui, iar potențiometrul P_2 servește la același gen de corecție în cazul tensiunilor alternative. În plus, artificiul de schemă format din condensatorul C_{11} și rezistența R_{12} — realizat după o metodă cunoscută [2] — permite ca valoarea tensiunii alternative măsurate să poată fi citită tot pe scara tensiunilor continui.

6.4. Funcționare și performanțe

Funcționarea aparatului este următoarea: Apăsînd pe butonul K_1 se deschide K_2, iar aparatul funcționează ca megohmmetru, putînd măsura rezistențe între $R_{xi} = 2$ MΩ

și $R_{xs} = 5000$ MΩ. Cînd K_1 este liber K_2 se închide, iar aparatul poate servi la măsurarea tensiunilor continui sau alternative pînă la 2500 V, oferind astfel operatorului posibilitatea

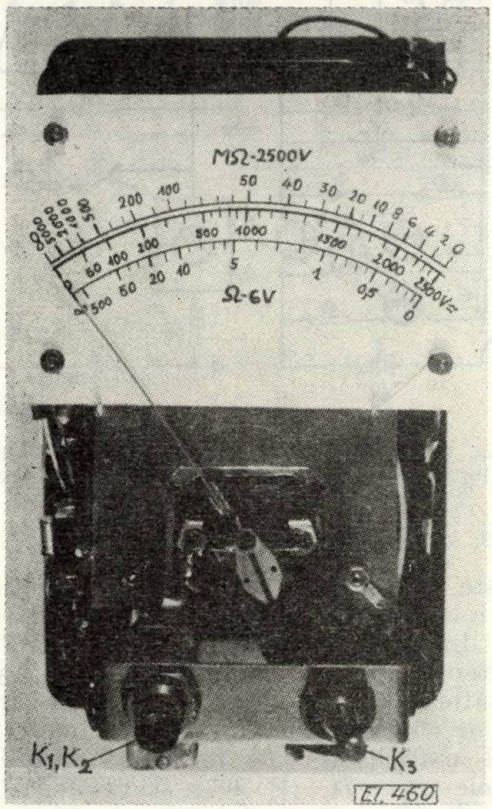


Fig. 11a. Fotografia megohmmetrului construit.

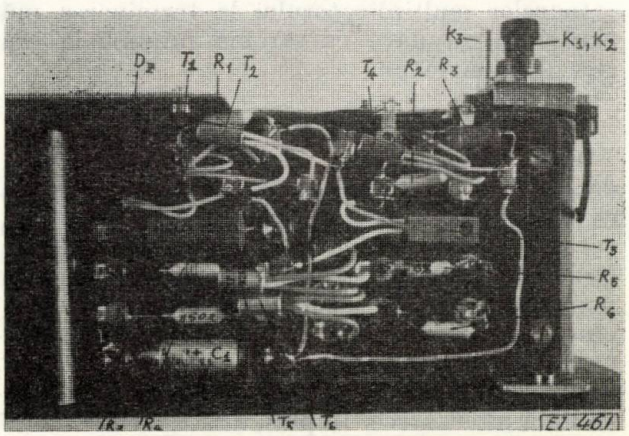


Fig. 11b. Regleta pe care sînt montate componentele stabilizatorului de tensiune și cele ale invertorului (notațiile ca în figura 10).

de a verifica lipsa de tensiune pe obiectul încercat — operație absolut obligatorie în tehnica măsurării rezistenței de izolație [2].

Aparatul construit este arătat în figura 11a, unde diversele notații au semnificația din figura 10; el a fost montat în cutia utilizată la megohmmetrul românesc de 2500 V (MT 25) [15]. Blocul stabilizator și invertorul au fost montate pe regleta din partea stîngă a aparatului; această regletă este arătată în figura 11 b. Redresorul multiplicator de tensiune și rezistențele cuprinse în blocul de măsură au fost montate pe regleta din dreapta aparatului (ca topografie aceasta este aproape identică celei de la MT 25).

În figura 11 a, se observă, comutatorul K_3. Acesta servește la conectarea microampermetrului, înseriat cu rezistența R_9 (fig. 10), în schemă de ohmmetru, alimentat la tensiunea $U_s = 6$ V — situație în care aparatul poate fi utilizat la încercarea continuității circuitelor electrice; valorile rezistențelor măsurate fiind citite pe scara inferioară (Ω). Pentru mai multă claritate și pentru că schema conectării aparatului în vederea determinării continuității este binecunoscută (fiind întîlnită la majoritatea megohmmetrelor tranzistorizate), schema comutatorului K_3 a fost omisă din figura 10.

Toate componentele (rezistențe, condensatoare, diode, tranzistoare etc.) și materialele utilizate la realizarea megohmmetrului descris sînt de producție indigenă.

De remarcat că printr-o redistribuire mai judicioasă a componentelor schemei pe cele două reglete și prin schimbarea poziției compartimentului bateriilor din plan vertical în plan orizontal, înălțimea cutiei aparatului poate fi micșorată cu aproximativ 2 cm, deoarece înălțimea microampermetrului utilizat (dimensiunea paralelă cu axul bobinei mobile) este cu aproape 4 cm mai mică decît la logometrul aparatului MT 25.

Clasa de precizie a aparatului realizat este 2,5 la măsurarea rezistențelor și a tensiunilor alternative și 1,5 la măsurarea tensiunilor continui. Consumul mediu de la baterie : 1,52 W. Limita superioară de măsurare (5000 MΩ) este mai modestă decît la unele megohmmetre similare fabricate în străinătate [6], [16] însă, sen-

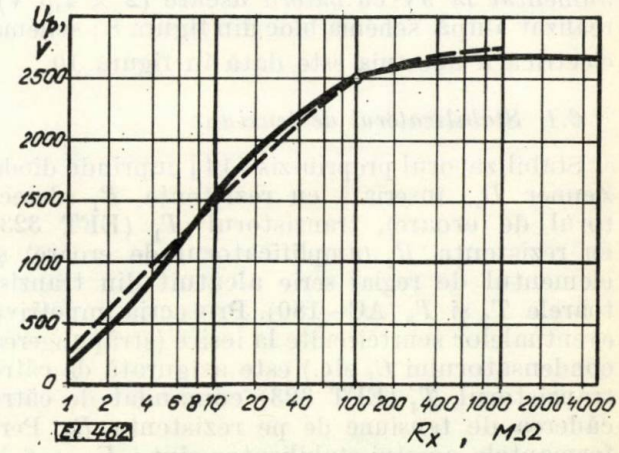


Fig. 12. Curba repartiției tensiunii pe obiectul de încercat la megohmmetrul construit (linie plină), comparativ cu cea de la megohmmetrul românesc de 2500 V (linie întreruptă).

sibil mai bună decît la MT 25. De asemenea, trebuie de arătat că multe megohmmetre similare produse în străinătate au clasa de precizie 1,5. Clasa mai inferioară (2,5) în care a putut fi încadrat aparatul construit, se datorește parțial calității pieselor folosite și parțial condițiilor tehnologice în care a fost realizat.

În figura 12 se arată curba U_p (R_x) ridicată experimental pe megohmmetrul construit. Pentru comparație s-a figurat cu linie întreruptă și omoloaga acesteia ridicată pe aparatul MT 25; se observă că, practic, ambele curbe coincid.

7. Concluzii

— Distorsionarea scării unui microampermetru obișnuit, în sensul contractării la fine, se poate realiza ușor prin înlocuirea miezului original (de secțiune circulară) cu unul de secțiune dreptunghiulară.

— Avantajul utilizării unui microampermetru cu scară contractată la fine (cuadratică, logaritmică) la construcția megohmmetrelor, constă în aceea că se obțin limite de măsurare a rezistenței sensibil mai largi decît în cazul utilizării unui microampermetru cu scară uniformă, iar curba tensiunii aplicate pe obiectul de măsurat se îmbunătățește.

— Plasarea stabilizatorului de tensiune în amonte de convertor, introduce o eroare suplimentară neînsemnată în indicația megohmmetrului, îmbunătățește caracteristica scării acestuia și înrăutățește (micșorează) într-o anumită măsură tensiunea pe obiectul de încercat, în zona rezistențelor mici.

— Utilizarea soluției stabilizator de tensiune — microampermetru în locul logometrului magnetoelectric la actualele megohmmetre românești, ar aduce avantajele: creșterea limitei superioare de măsurare de la 2000 la 5000 MΩ (și chiar mai mult); creșterea unghiului scării gradate de la 60° la 90°; posibilitatea măsurării tensiunii pe obiectul de încercat; o anumită reducere a dimensiunilor cutiei aparatului.

Bibliografie

[1] *Lorenz, E.* Isolationsmesser. În: ATM, Lief. **316**, nr. 105/108, mai 1962.

[2] *Merkel, J.* Ein Isolationsmesser mit transistorierten Gleichspannungswandler. În: ATM. **417**, oct. 1970, p. 217–220.

[3] *Niegel, W.* Die Zenner Diode und ihre Anwendung in der Messtechnik. În: ATM, **321**, okt 1962, p. 231–234.

[4] *Drysdale C. V.* Future progress in electrical measuring Instruments. În: J. I. E. E. vol. **72**, 1933, p. 365–373.

[5] *Stanek, J.* Technik elektrischer Messgeräte. Berlin, Verlag Technik, 1961, p. 129.

[6] ××× — Les ohmmètres et mégohmmetres à transistors. În: Mésures. vol. **29**, mai 1964, p. 135–137.

[7] *Meyer, M. R.* Les aimants permanents. În: RGE, oct 1960, p. 487.

[8] *Arutiunov V. O.* Instrumente și aparate electrice de măsurat. București, Ed. Tehnică, 1952, p. 200.

[9] C. E. I. Recomandations pour les appareils de mésure electriques indicateurs et leurs accesoires. Deuxième edition, Geneve, 1960.

[10] *Palm, A.* Elektrische Messgeräte und Messeinrichtungen. Berlin, Springer Verlag, 1963, p. 314.

[11] *Haug, A.* Ein neuer Isolationsmesser. În: ETZ-B, vol. **17**, nr. 17, aug 1965, p. 561–562.

[12] *Felea, I.* ș. a. Circuite cu tranzistoare în industrie, vol. **2**, București, Ed. Tehnică, 1964, p. 511.

[13] *Renne, V. T.* Plenocinie kondensatorî s organiceskim sinteticeskim dielektrikom. Moskva 1963.

[14] *Coles R. W.* Economical voltage regulator. În: Radio constructor, vol. 23, nr. 8, martie 1970, p. 474–477.

[15] I. R. M. E. Catalog de produse 1970, p. 12

[16] *Bartok, W.* și *I. Wolloch.* Elektronik in Betriebsmessgeräten. În: Der Elektromeister nr. 7, aprilie 1970, p. 396–401.

Intrat în redacție la 18.III.1972

Magnetometru vibrațional pentru determinarea parametrilor magnetici ai materialelor fero- și ferimagnetice

CONSTANTIN TĂNĂSOIU, I. NICOLAE și VIOREL FLORESCU* — București

CZ 621.317.444

Generalități

Pentru caracterizarea unui material magnetic este necesară cunoașterea parametrilor fundamentali ai acestuia cum ar fi momentul magnetic la saturație M_s (sau magnetizația specifică σ_s), inducția remanentă B_r, cîmpul coercitiv H_c, permeabilitatea inițială μ_i, ca și a curbei de magnetizare și a ciclului de histerezis. Cunoașterea acestor parametri prezintă un rol important pentru stabilirea condițiilor optime în tehnologia de fabricare a acestora și, în special, a feritelor, a căror arie de aplicații practice este astăzi binecunoscută. Astfel, de exemplu, găsirea temperaturii optime de tratament are importanță atît în ce privește calitatea produsului cît și din punct de vedere economic.

Unul dintre parametrii care caracterizează gradul de feritizare al unui amestec de oxizi îl constituie momentul magnetic al saturație[1]. Se impune de aceea determinarea rapidă și cu destulă precizie a magnetizației specifice σ_s a materialului respectiv, atît pe probe sub formă de pulbere cît și pe probe masive policristaline sau monocristaline.

* Dr. fiz. *C. Tănăsoiu* este cercetător principal la Institutul de fizică — București, *I. Nicolae* și *V. Florescu* sînt cercetători la același institut.

În general metodele care se cunosc astăzi [2] pentru determinarea momentului magnetic se bazează pe:

— măsurarea forței exercitate de un gradient de cîmp asupra momentului magnetic al probei;

— măsurarea tensiunii induse într-un circuit electric de către un moment magnetic variabil.

Pentru metodele din prima categorie legătura dintre momentul magnetic M al unei probe oarecare și forța F exercitată de gradientul de cîmp $(\partial H/\partial r)$ este dată de relația

$$F = M\,(\partial H/\partial r). \tag{1}$$

În cazul unei probe de masă m, și densitate ρ, momentul M este:

$$M = M_s\,(m/\rho) = \sigma_s\, m$$

de unde:

$$F = \sigma_s\, m\,(\partial H/\partial r). \tag{2}$$

Pe acest principiu se bazează o serie de metode printre care:

— metoda Faraday, în care forța F se determină cu ajutorul unei balanțe obișnuite, a cărei sensibilitate este funcție de mărimea momentului ce trebuie determinat [3], [4];

— metoda pendulului lateral;

— metoda pendulului de torsiune în care forța se măsoară indirect prin determinarea frecvențelor proprii de oscilație ale pendulului.

Recent Zijlstra [5] a construit un magnetometru bazat pe acest principiu cu ajutorul căruia se pot măsura momentele magnetice la particule microscopice al căror volum nu depășește cîțiva microni.

Atît metoda Faraday cît și cea a pendulului lateral sau de torsiune au dezavantajul că cer o precauție specială atunci cînd se fac măsurători, fiind extrem de sensibile la influența factorilor externi cum ar fi vibrații, curenți de aer, variații de temperatură și presiune. Ele se folosesc numai în cazuri particulare, de cele mai multe ori în incinte vidate, și în special pentru materiale paramagnetice.

În cazul metodelor din a doua categorie se măsoară tensiunea indusă U_i într-un sistem de bobine, produsă de o variație de flux $d\Phi$, adică:

$$U_i = -\frac{d\Phi}{dt}, \tag{3}$$

iar legătura dintre fluxul Φ și momentul M este dată de o relație de tipul:

$$\Phi = C\int M\,d\,A, \tag{4}$$

unde dA reprezintă elementul de arie din suprafața spirei prin care are loc variația de flux. Forma explicită a relației (4) este în general greu de obținut și ea depinde de o serie de factori cum ar fi geometria probei, a bobinelor de semnal, forma fluxului creat de probă, poziția probei față de bobine etc., factori care în unele cazuri sînt foarte greu de determinat.

Metodele bazate pe acest principiu sînt:

— metoda fluxmetrică [6] cunoscută și sub numele de metoda extracției;

— metoda magnetometrelor vibraționale în cele două variante (metoda probei vibratoare [7]—[12] și metoda bobinelor vibratoare de inducție [13].

Magnetometrele moderne sînt construite în general pe principiul probei vibratoare întrucît prezintă avantaje superioare față de sistemele în care proba este fixă, iar bobinele execută o mișcare oscilatorie.

Magnetometrele de acest tip au început să fie folosite pe scară tot mai largă în laboratoare pentru măsurarea momentului magnetic pe un interval larg de temperatură. În prezent însă aceste magnetometre se mențin la un preț de cost foarte ridicat datorită aparaturii electronice complicate. În plus aceste aparate nu se pot folosi pentru măsurători industriale care cer atît rapiditate cît și robustețe în mînuire. în plus pentru industrie este necesar ca aparatul să poată fi mînuit de persoane cu pregătire medie.

În acest scop am proiectat și realizat un aparat de acest tip destinat măsurătorilor magnetice atît de laborator cît și industriale, capabil să execute măsurători rapide pe o gamă foarte largă de materiale magnetice.

În lucrarea de față se prezintă realizarea acestui magnetometru construit în varianta bobine fixe și probe vibratoare, la Institutul de Fizică București, destinat măsurătorilor de moment magnetic, cîmp coercitiv, inducție remanentă, curbe de magnetizare și cicluri de histerezis în cazul feritelor dure și moi sub formă de pulbere sau probe masive. Aparatul prezintă avantajul că este foarte simplu, nu necesită un echipament electronic complicat, este suficient de sensibil pentru materialele fero- și ferimagnetice și poate fi mînuit cu destulă ușurință. De asemenea măsurătorile se execută într-un timp foarte scurt.

2. Descrierea aparatului

În figura 1 este prezentată schema funcțională a magnetometrului. Elementele principale care formează ansamblul aparatului sînt: *1* — generatorul de audio-frecvență, alimentat cu tensiune stabilizată; *2* — difuzor de radio, care constituie sursa de oscilație a probei; *3* — bo-

binele de semnal; *4* — electromagnet; *5* — un milivoltmetru electronic capabil să măsoare tensiuni alternative de diverse frecvențe.

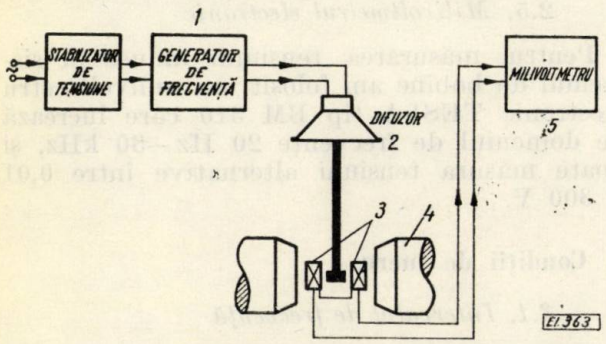


Fig. 1. Schema funcțională a magnetometrului

În figura 2 este prezentată schema de principiu a magnetometrului în ansamblu, iar în figura 3, *a* și *b* sînt prezentate detaliat elementele constituente ale acestuia.

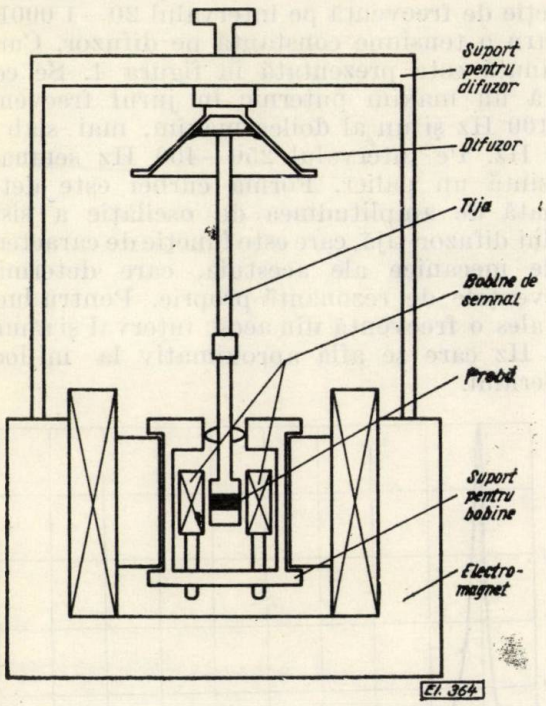


Fig. 2. Schema de principiu a magnetometrului vibrațional

2.1. Generatorul de frecvență

Am folosit un generator de audiofrecvență ORION tip TR-0101—F cu domeniul de frecvență între 20 și 20 000 Hz. În principiu, în acest scop se poate folosi orice generator de audiofrecvență bine stabilizat.

2.2 Sistemul de vibrare

Oscilațiile necesare probei sînt asigurate de un difuzor de radio (fig. 3a) care în cazul de față are puterea de 3 W și rezistența de 5Ω. De membrana acestuia este lipită rigid o tijă de textolit la capătul căreia se află montat suportul de prindere a probei (fig. 3,b). Difuzorul

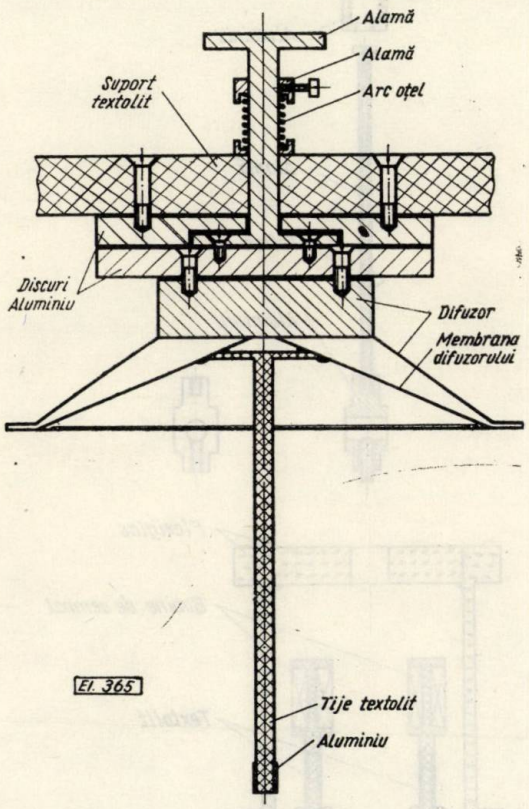


Fig. 3a — Schema detaliată a sistemului de vibrare

este montat pe un disc gradat mobil care îi asigură o mișcare de rotație în jurul axei verticale față de un al doilea disc fixat rigid pe suportul montat pe electromagnet. Rotirea dă posibilitatea orientării probei în raport cu direcția cîmpului magnetic sau a bobinelor de semnal. Suportul de textolit are posibilitatea de a se deplasa pe verticală astfel încît proba poate fi plasată într-o poziție optimă (semnal maxim) în raport cu poziția bobinelor de semnal. Pentru înlăturarea eventualelor deplasări nedorite ale probei în plan orizontal, tija este prevăzută cu un mic disc de telefon atașat rigid de aceasta, care îi asigură ghidajul în suportul de plexiglas, așa cum se vede în figura 3*b*.

2.3. Sistemul de bobine

Bobinele au fost construite pe suport de textolit și au următoarele dimensiuni : diametrul interior $\Phi = 4$ mm; diametrul exterior $\Phi = 8$ mm; lungimea $l = 10$ mm. Au fost bobinate cu sîrmă de cupru de 0,03 mm și au fiecare aproximativ 15 000 de spire. Ele se montează pe un suport de plexiglas astfel încît distanța dintre ele poate fi reglată. Su-

portul de plexiglas se poate atașa la polii electromagnetului într-o poziție fixă (fig. 2 și 3, b). Bobinele se conectează între ele în serie,

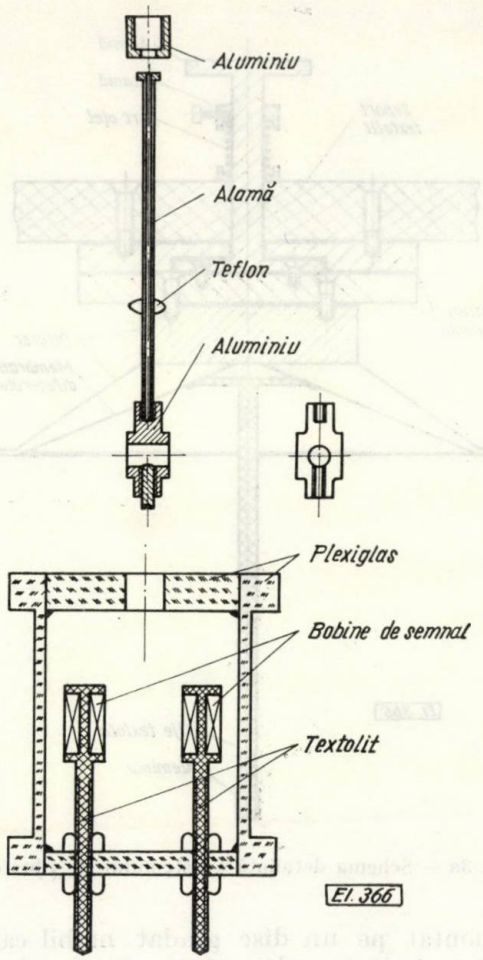


Fig. 3b — Schema detaliată a sistemului de bobine

în opoziție pentru a da semnal maxim. Sistemul de două bobine, legate astfel, are avantajul că face ca semnalul să fie aproape independent de poziția probei în raport cu cele două bobine pe direcția dintre ele. Aceasta este o condiție esențială în măsurătorile de serie unde proba nu poate fi totdeauna așezată exact în aceeași poziție, fapt care poate duce la erori însemnate ale valorii momentului magnetic.

2.4. *Electromagnetul*

Cîmpul magnetic este asigurat de un electromagnet obișnuit de laborator capabil să furnizeze un cîmp suficient de mare pentru aducerea probelor în stare de saturație. În cazul de față am folosit un electromagnet de tip Weiss, care la o distanță de aproximativ 5 cm între poli poate furniza un cîmp de 0,8 Tesla. Pentru materialele magnetic moi acest cîmp este suficient pentru atingerea stării de saturație. Pentru probe magnetic dure magnetometrul se poate adapta la un electromagnet de tip Varian (sau IFA) care poate furniza un cîmp maxim de 1,5 Tesla la un întrefier de aproximativ 3,5 cm.

2.5. *Milivoltmetrul electronic*

Pentru măsurarea tensiunii induse în sistemul de bobine am folosit un milivoltmetru electronic TESLA tip BM 310 care lucrează pe domeniul de frecvențe 20 Hz—30 kHz, și poate măsura tensiuni alternative între 0,01 și 300 V.

3. Condiții de lucru

3.1. *Intervalul de frecvență*

Frecvența de lucru trebuie să se afle într-un interval de valori în care mici variații ale frecvenței, datorate atît generatorului cît și eventualelor dereglări de la o măsurătoare la alta, să nu ducă la variații ale semnalului în bobine. În acest scop s-au determinat experimental variațiile semnalului indus de o probă de Ni, în funcție de frecvență pe intervalul 20—1 000Hz, pentru o tensiune constantă pe difuzor. Curba obținută este prezentată în figura 4. Se constată un maxim puternic în jurul frecvenței de 100 Hz și un al doilea maxim, mai slab la 550 Hz. Pe intervalul 250—450 Hz semnalul prezintă un palier. Forma curbei este determinată de amplitudinea de oscilație a sistemului difuzor-tijă, care este funcție de caracteristicile mecanice ale acestuia, care determină frecvențele de rezonanță proprie. Pentru lucru s-a ales o frecvență din acest interval și anume 300 Hz care se află aproximativ la mijlocul palierului.

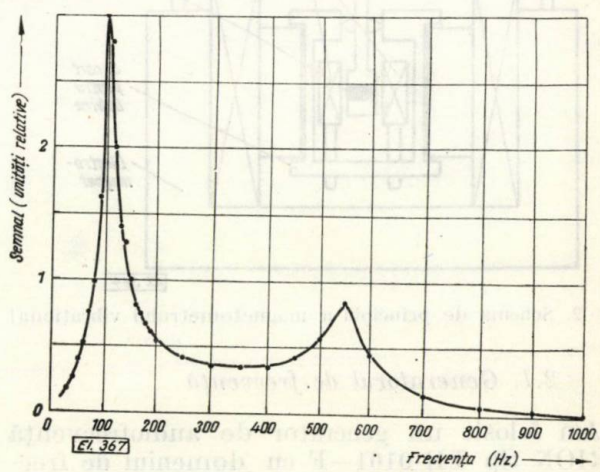


Fig. 4 Variația semnalului indus în funcție de frecvență

3.2. *Poziția probei*

Variația semnalului în funcție de poziția relativă a probei față de cele două bobine este prezentată în figura 5*a* și 5*b*. Punctul $x=0$ și $z=0$ al sistemului de referință este marcat de

centrul probei de măsură care, în cazul acesta, a fost un cilindru de Ni cu diametrul și lungimea de 5 mm, orientat cu axa de-a lungul axei Ox.

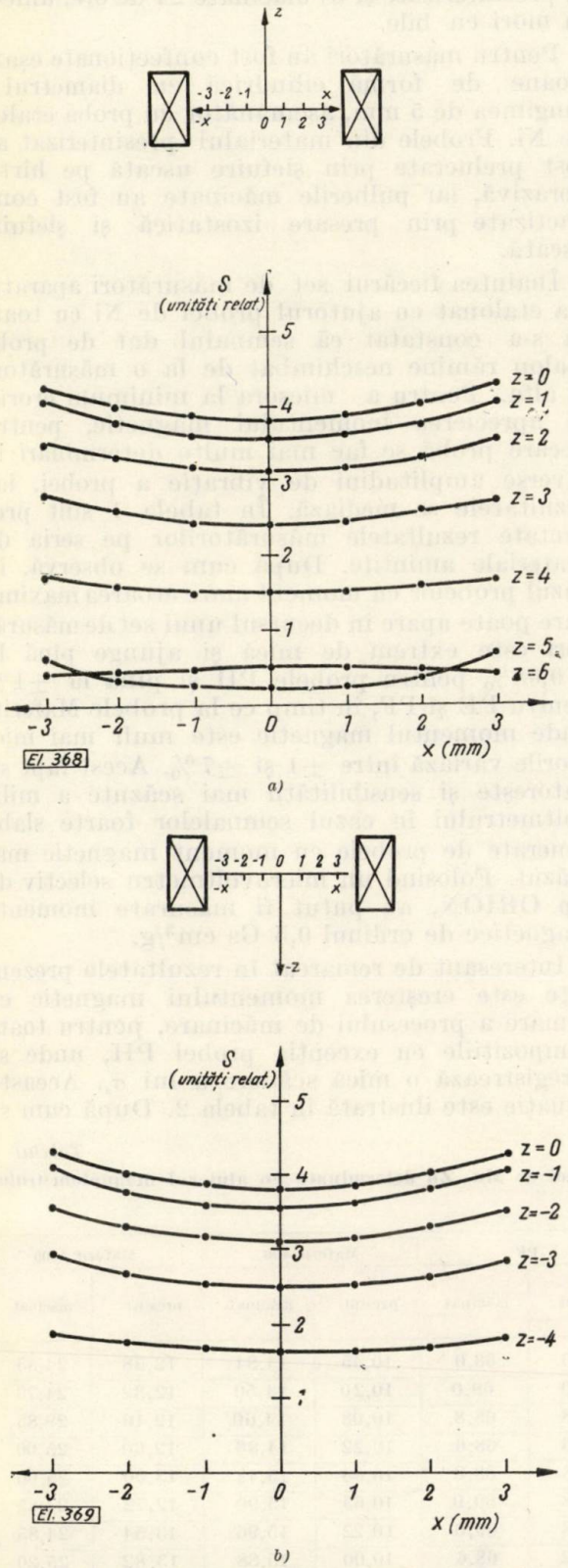


Fig. 5a — Configurația semnalului în funcție de poziția probei față de bobine pentru $z>0$: 5b — Configurația semnalului în funcție de poziția probei față de bobine pentru $z<0$.

Prin deplasări ale probei pe direcțiile Ox și Oz s-a ales ca punct x, $z=0$, punctul pentru care semnalul a fost maxim. S-au făcut apoi determinări ale semnalului în funcție de poziția probei pe direcțiile Ox și Oz. Se constată că la deplasările pe direcția Ox de 2 mm semnalul variază cu numai 2 %, iar la deplasări de 6 mm acestea ajung pînă la 10 %. În general eroarea în poziționarea probei pe direcția Ox nu depășește o fracțiune de milimetru ceea ce înseamnă că practic semnalul nu se schimbă în timpul măsurătorii sau de la o măsurătoare la alta. Deplasările pe direcția Oz duc însă la variații relativ mai mari ale semnalului. De exemplu o deplasare de un milimetru duce la o variație a semnalului de aproximativ 10 %. În timpul lucrului însă poziția probei după Oz rămîne neschimbată astfel încît semnalul nu este afectat de eventualele deplasări ale probei pe această direcție.

4. Etalonarea

Deși, teoretic, cu ajutorul magnetometrelor vibrationale se pot face determinări absolute ale momentelor magnetice, în practică acest lucru prezintă uneori dificultăți de neînlăturat. De aceea procedeul adoptat în general este etalonarea semnalului indus cu ajutorul unei probe de moment magnetic bine cunoscut.

Pentru etalonare am folosit o probă de Ni pur (99,99 %) procurat de la firma Johnson—Matthey, de formă cilindrică cu diametrul și lungimea de 5 mm. Momentul magnetic al acestui material este $\sigma_s = 54{,}39$ Gs cm³/g. Pentru determinarea momentului magnetic al unei probe necunoscute se procedează astfel : proba de Ni de masă m va avea la saturație un moment magnetic M_{Ni} și va induce în bobine un semnal.

$$U_{Ni} = c\, M_{Ni} \tag{5}$$

unde c este o constantă de proporționalitate. În mod analog pentru proba necunoscută semnalul va fi :

$$U_x = c\, M_x . \tag{6}$$

Din raportul celor două semnale rezultă :

$$M_x = M_{Ni}\,(U_x/U_{Ni}). \tag{7}$$

Se știe însă că momentul magnetic al unei probe de masă m și densitate ρ este

$$M = M_s\,(m/\rho) = \sigma_s\, m, \tag{8}$$

unde σ_s este magnetizarea specifică exprimată în gauss.cm³/g. Scriind relația (8) pentru cele două probe și înlocuind în (7) rezultă :

$$\sigma_{sx} = \sigma_{sNi}\,(m_{Ni}/m_x)\,(U_x/U_{Ni}). \tag{9}$$

În felul acesta cunoscînd pe σ_{sNi} și determinînd raportul m_{Ni}/m_x, din valoarea semnalului

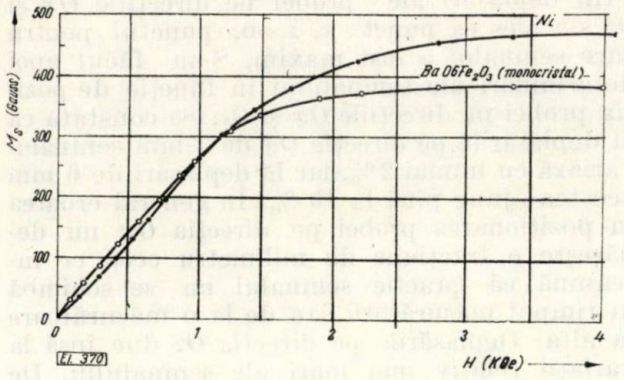


Fig. 6 Curbele de magnetizare pentru Ni și $BaO6Fe_2O_3$ (monocristal) determinate experimental cu magnetometrul vibrațional.

pentru proba de Ni și proba necunoscută se poate determina simplu valoarea momentului magnetic pentru orice probă. Dacă se cunoaște densitatea de raze X a materialului respectiv se poate determina și magnetizarea la saturație M_s din relația $M_s = \sigma_s \rho$.

În funcție de cîmpul aplicat se poate determina și curba de magnetizare pentru orice material magnetic. Pentru verificare au fost determinate curbele de magnetizare pentru proba de Ni și o probă de ferit de bariu monocristalin. Rezultatele sînt prezentate în figura 6. Determinările au fost făcute cu o eroare mai mică de 0,5 %.

Condiția care se cere pentru măsurători este ca proba necunoscută să aibă aceeași formă și dimensiuni cu proba etalon.

5. Rezultate experimentale

Încercările experimentale au fost calculate pe o serie de compoziții din grupa feritelor de Ni—Zn—Mn—Co și feritelor de Mn—Zn, preparate de colectivul secției de materiale magnetice din Institutul de Electrotehnică și Tehnică de Calcul (IETC) București și cunoscute sub denumirile de PE, PH, PF, Maferit—400 și Maferit 1300 [14].

Probele s-au prezentat în două variante: a) presinterizate și b) măcinate 24 de ore, umed, în mori cu bile.

Pentru măsurători au fost confecționate eșantioane de formă cilindrică cu diametrul și lungimea de 5 mm, asemănător cu proba etalon de Ni. Probele din materialul presinterizat au fost prelucrate prin șlefuire uscată pe hîrtie abrazivă, iar pulberile măcinate au fost compactizate prin presare izostatică și șlefuire uscată.

Înaintea fiecărui set de măsurători aparatul s-a etalonat cu ajutorul probei de Ni cu toate că s-a constatat că semnalul dat de proba etalon rămîne neschimbat de la o măsurătore la alta. Pentru a micșora la minimum erorile în aprecierea momentului magnetic, pentru fiecare probă se fac mai multe determinări la diverse amplitudini de vibrație a probei, iar rezultatele se mediază. În tabela 1 sînt prezentate rezultatele măsurătorilor pe seria de materiale amintite. După cum se observă, în cazul probelor cu moment mare eroarea maximă care poate apare în decursul unui set de măsurători este extrem de mică și ajunge pînă la $\pm 0{,}08\%$ pentru probele PH și pînă la $\pm 1\%$ pentru PE și PF, în timp ce la probele Maferit, unde momentul magnetic este mult mai mic, erorile variază între ± 1 și $\pm 7\%$. Acest fapt se datorește și sensibilității mai scăzute a milivoltmetrului în cazul semnalelor foarte slabe generate de probele cu moment magnetic mai scăzut. Folosind un microvoltmetru selectiv de tip ORION, au putut fi măsurate momente magnetice de ordinul 0,5 Gs cm^3/g.

Interesant de remarcat în rezultatele prezentate este creșterea momentului magnetic ca urmare a procesului de măcinare, pentru toate compozițiile cu excepția probei PH, unde se înregistrează o mică scădere a lui σ_s. Această situație este ilustrată în tabela 2. După cum se

Tabelul 1

Valorile magnetizației specifice la saturație pe o serie de ferite moi de Mn Zn determinate cu ajutorul magnetometrului vibrațional.

Proba	PE		PH		PF		Maferit 400		Maferit 1300	
	presint.	măcinat	presint.	măcinat	presint.	măcinat	presint.	măcinat.	presint.	măcinat.
σ_s $\left(\frac{\text{gauss. cm}^3}{\text{g}}\right)$	81,0	84,0	70,0	68,4	64,6	68,0	10,35	14,84	12,58	24,85
	80,4	84,0	70,2	68,3	64,0	69,0	10,20	14,50	12,32	24,70
	81,2	84,4	70,2	68,4	64,8	68,8	10,08	14,60	12,16	29,85
	81,0	83,8	70,2	68,0	65,3	68,6	10,22	14,86	12,60	25,00
	80,0	84,0	79,0	68,0	64,8	68,8	10,68	15,42	13,00	25,00
	80,6	84,0	70,0	68,4	64,8	69,0	10,63	15,90	12,72	24,85
	81,0	83,7	70,0	68,4	64,8	69,0	10,22	15,96	13,54	24,85
	80,0	83,0	69,8	68,0	64,2	68,6	10,00	15,88	13,82	25,20
	80,4	83,8	70,0	68,0	64,2	68,2	10,02	16,30	14,40	25,30
	80,6	83,9	70,0	68,2	6,54	68,7	10,26	15,25	12,84	24,95

vede creşterea cea mai importantă apare la probele de tip Maferit care au un conţinut mai mare de Zn. Spre deosebire de feritele dure, unde prin măcinare se înregistrează o scădere a momentului magnetic [15]—[18], creşterea momentului magnetic în urma măcinării umede în cazul feritelor discutate ar putea să fie urmarea unor modificări atît structurale cît şi chimice şi sînt probabil legate de conţinutul de Zn din compusul respectiv.

Pentru elucidarea acestui fapt sînt necesare studii sistematice, care să aibă în vedere atît măcinări umede de diverse durate, pentru a constata dacă există o proporţionalitate între creşterea momentului magnetic şi timpul de măcinare, cît şi măcinări uscate pentru a vedea în ce măsură mediul lichid influenţează creşterea lui τ_s. Aceste cercetări se întreprind în prezent în cadrul secţiei de ferite din IETC.

Tabelul 2

Variaţia momentului magnetic în funcţie de procesul de măcinare pe o serie de ferite moi de Mn Zn.

Proba	Variaţia lui σ_s	
	Val. abs. (gaus. cm^3/g)	procente (%)
PE	+3,3	+4,1
PH	—1,8	—2,58
PF	+4,2	+6,5
Maferit 400	+4,99	+48,6
Maferit 1300	+12,11	+94,2

6. Concluzii

Magnetometrul vibraţional constituit în varianta probă vibratoare—bobine fixe este capabil să măsoare momente magnetice pe o gamă foarte largă de materiale feromagnetice şi ferimagnetice. Valorile minime ale momentelor magnetice care pot fi măsurate ajung pînă la 0,5 Gs cm^3/g. Aparatul este simplu şi poate fi folosit pe larg atît în laboratorul de cercetări cît şi în fabrici, cum ar fi Fabrica de ferite. Determinările experimentale efectuate pe ferite moi şi dure au arătat că erorile experimentale nu depăşesc 1% decît în cazurile cînd momentele magnetice sînt foarte mici. Pentru momente magnetice medii erorile sînt sub 0,5 %.

Bibliografie

[1] *Josso, E.* Relations between structure and properties in magnetically hard Fe—Co—V alloys. În: IEEE Trans. Mag., MAG—6, 1970, p. 230.

[2] *Zijsltra, H.* Experimental methods in magnetism, partea a II-a, North Holland Pb. Co., 1967, pag. 89.

[3] *Kohlhas, R.* şi *Müller, S.* Berichte der Arbeitsgemeinschaft Feromagnetismus, Verlag Shahleisen, Düsseldorf, 1960, pag. 222.

[4] *Enz, U., Fast, J. E., Van Houten, S. V.* şi *Smit, J.* Magnetism of EuS, EuSe and EuTe. În: Philips Res. Repts. 17, 1962, p. 451.

[5] *Zijlstra, H.* A vibrating read magnetometer for microscopic particles. În: Rev. Sci. Instr. 41, 1970, p. 1 241.

[6] *Gersdorf, R.* Conf. of High Magnetic fields. Grenobel, 1966, p. 145.

[7] *Van Oosterhout, G. W.* A rapid method for measuring coercive force and other ferromagnetic properties of very small samples. În: Appl. Sci. Res. B6, 1956, p. 101.

[8] *Foner, S.* Vibrating sample magnetometer. În: Rev. Sci. Instr. 27, 1956, p. 548.

[9] *Foner, S. A.* versatile vibrating sample magnetometer. În: Bull. Am. Phys. Soc. Ser. II, 2, 1957, p. 128.

[10] *Foner, S.* Versatile and sensitive vibrating sample magnetometer. În: Rev. Sci. Instr. 30, 1959, p. 548.

[11] *Foner, S.* şi *McNiff, E. J.* Jr. Very low frequency integrating VSM with high differential sensitivity in dc fields. În: Rev. Sci. Instr. 39, 1968, p. 171.

[12] *Brankin, P. R., Eastham, A. R.,* şi *Rhodes, R. G.* A simple integrating magnetometer. În: J. Phys. (E) Sci. Instr. 3, 1970, p. 312.

[13] *Dwigh, K., Manyuk, N.* şi *Smith, D.* Further development of the vibrating coil magnetometer. În: J. Appl. Phys. 29, 1958, p. 491.

[14] *Tanach, V.* Ferite pentru automatizări. În: Automatica şi Electronica **13**, nr. 6, 1969, p. 269.

[15] *Tenzer, R. K.* Influence of particle size on H_c of barium ferrite powders. În: J. Appl. Phys. 34. 1963, p. 1 267.

[16] *Tenzer, R. K.* Influence of static presure on H_c of barium ferite powders. În J. Appl. Phys. 36, 1965, p. 1 180.

[17] *Richter, H. G.* şi *Dietrich, H. E.* On the magnetic properties of fine milled barium and strontium ferrite. În: IEEE. Trans. Mag. MAG—4, 1968, p. 263.

[18] *Florescu, V., Rusu, G., Korony, G., Tanach, V.* şi *Cuteanu M.* Influenţa măcinării asupra proprietăţilor magnetice ale pulberilor din ferite dure. În: Electrotehnica **19** (12), 1971. p. 449.

Intrat în redacţie la 8. VI. 1971

Pilele cu combustibil lichid — surse chimice de curent cu eficiență superioară. Caracteristicile optime ale combustibililor, oxidanților și electroliților

MARIA MAVRODIN—TĂRĂÎBC, IOANA ONACA și I. SOLACOLU* — București

CZ 621.352.6.011

Pilele cu combustibil sînt un mijloc foarte avantajos de obținere a energiei electrice, deoarece conversia directă a energiei chimice a combustibilului în energie electrică permite realizarea unor randamente net superioare randamentelor de conversie obținute în procedeele convenționale de producere a energiei electrice [1].

Așa cum am arătat într-o lucrare publicată anterior [2], utilizarea în pile a combustibililor lichizi sau solizi este deosebit de avantajoasă, întrucît, în acest caz, randamentele termodinamice de conversie a energiei chimice a combustibilului sînt mai mari decît unitatea, sursa chimică de curent funcționînd cu consum de căldură din mediul exterior. Este evident că dacă pila cu combustibil lichid funcționează la temperatura obișnuită, prețul de cost al energiei electrice obținute va fi deosebit de scăzut.

Pe de altă parte, utilizarea combustibililor lichizi este o soluție foarte indicată pentru aplicațiile practice ale pilei, deoarece rezolvă problemele legate de stocajul și manipularea combustibililor — probleme dificile în cazul utilizării combustibililor gazoși.

Un alt avantaj al utilizării în pile a combustibililor lichizi este prețul de cost al acestora, mult mai scăzut decît prețul de cost al combustibilului gazos (hidrogen); deoarece aplicațiile actuale ale pilelor cu combustibil sînt limitate la acele domenii în care nu sînt concurate de prețul de cost relativ scăzut al energiei electrice obținute prin procedeele convenționale și întrucît prețul de cost al combustibilului este o componentă determinantă a prețului de cost a energiei electrice obținute, interesul pe care îl prezintă studiile referitoare la utilizarea de combustibili lichizi în pile este întrutotul justificat.

Reacția care stă la baza producerii curentului electric în pilele cu combustibil lichid este electrooxidarea catalitică a combustibilului. Aceasta se realizează în celule cu electrolit acid sau alcalin, prevăzute cu un anod de contact dublu (care să realizeze un contact intim între cele două faze participante la reacție : combustibil lichid și electrolit — catalizator) și un catod de contact triplu (electrod de gaz), care să realizeze un contact intim între oxidantul gazos — electrolit — catalizator.

Pentru realizarea unei pile cu combustibil lichid cu performanțe electrochimice ridicate, o importanță deosebită o prezintă, pe lîngă problemele legate de construcția unor sisteme de electrozi de eficiență maximă, alegerea sistemului combustibil — electrolit — oxidant, astfel încît să se obțină randamente cît mai ridicate în conversia energiei chimice a combustibilului în energie electrică.

1. Caracteristicile optime ale combustibilului.

În afara considerentelor economice referitoare la preț de cost și accesibilitate, factorii care determină alegerea unui anumit combustibil într-o pilă sînt :

— reactivitatea anodică ;
— nereactivitatea sau reactivitatea redusă pe catalizatorii catodici ;
— ușurința cu care se pot elimina produșii de combustie ;
— solubilitatea în electrolit ;
— păstrarea conductibilității electrolitului ;
— volatilitatea ;
— stabilitatea chimică ;
— acțiunea corozivă sau dizolvantă asupra materialelor ;
— siguranța în exploatare (toxicitate, inflamabilitate, detonanță etc).

Printre combustibilii lichizi, solubili în electrolit și care permit obținerea de densități de curent acceptabile se pot cita, în ordinea descrescătoare a reactivității : hidrazina, metanolul, etilenglicolul, amoniacul.

În tabela 1 sînt prezentate comparativ avantajele și inconvenientele combustibililor lichizi enumerați mai înainte.

Pe baza datelor cuprinse în tabela 1 se poate trage concluzia că, în prezent, combustibilii lichizi a căror utilizare în surse chimice de curent permit realizarea de performanțe superioare sînt metanolul și hidrazina. Trebuie menționat de asemenea că, metanolul este unul dintre puținii combustibili cu carbon care, la temperatura obișnuită, suferă o oxidare electrocatalitică totală.

* *M. Mavrodin-Tărâbîc, I. Onaca* și *I. Solacolu* lucrează la Centrul de chimie fizică — București.

Tabela 1

Avantajele şi dezavantajele utilizării unui anumit combustibil lichid în sursele chimice de curent

Combustibil	Avantaje	Dezavantaje
Metanol în mediu alcalin	— reactivitate bună — nu reacţionează pe catalizatorul catodic — se oxidează total — toxicitate redusă	— carbonatarea electrolitului — tensiune de vapori ridicată
Metanol în mediu acid	— eliminarea uşoară a produsului de combustie — se oxidează total — toxicitate redusă	— reactivitate mai mică — reacţionează pe catalizatorul catodic — tensiune de vapori ridicată
Hidrat de hidrazină în mediu alcalin	— reactivitate excelentă pe metalele de tranziţie — tensiune de vapori scăzută — eliminarea uşoară a produşilor de reacţie (N_2)	— reactivitate pe catalizatorul catodic — acţiune dizolvantă asupra materialelor — toxicitate
Etilenglicol în mediu bazic	— reactivitate bună — tensiune de vapori scăzută — toxicitate redusă — nu reacţionează cu catalizatorii catodici	— carbonatarea electrolitului — se oxidează incomplet
Amoniac în mediu acid	— eliminare uşoară a produşilor de reacţie — păstrarea conductibilităţii electrolitului	— reactivitate redusă — tensiune de vapori ridicată — toxicitate

Dintre combustibilii lichizi prezentaţi în tabela 1, amoniacul şi hidrazina se disting prin aceea că, neconţinînd carbon, nu necesită prezenţa în instalaţie a unui dispozitiv pentru decarbonatarea electrolitului, în cazul utilizării unui electrolit alcalin; aceşti combustibili prezintă însă dezavantajul unei toxicităţi apreciabile, ceea ce impune măsuri speciale pentru utilizare şi stocaj.

2. Caracteristicile optime ale oxidantului

În pilele cu combustibil lichid oxigenul poate fi furnizat catodului sub forma de:

— oxigen pur;
— amestecuri gazoase oxigenate (aer);
— compuşi chimici oxigenaţi cu putere oxidantă (acid azotic, apă oxigenată, percloraţi, etc.).

Tabela 2 rezumă avantajele şi dezavantajele utilizării diferiţilor oxidanţi în pilele cu combustibil lichid.

Considerentele economice au orientat cercetările spre utilizarea aerului ca oxidant în pilele cu combustibil lichid. În afara preţului de cost relativ redus faţă de cel al oxigenului pur, utilizarea aerului permite barbotarea gazului în electrolit (în cazul folosirii oxigenului pur, barbotarea este o pierdere economică însemnată), ceea ce asigură o alimentare suficientă a suprafeţei active a catodului ca urmare a prezenţei excedentare a oxigenului în pori, împiedică înecarea electrodului de gaz şi asigură circularea soluţiei. Barbotarea aerului prezintă şi unele inconveniente, cum ar fi:

— prezenţa unei cantităţi prea mari de bule de gaz în spaţiul dintre electrozi, are ca efect reducerea cantităţii de electrolit şi creşterea rezistenţei interne a pilei;

— devine posibil contactul oxigenului cu anodul pilei şi apariţia unor polarizări suplimentare datorate reducerii acestuia pe anod;

— poate produce pierderi de masă activă (catalizator) prin eroziune, iar aceste sedimente de materiale conducătoare pot da naştere la scurtcircuite în pilă;

— provoacă antrenarea de electrolit şi vapori de combustibil, dacă acesta este suficient de volatil (metanol).

Un alt dezavantaj al utilizării aerului drept oxidant este acela al acumulării de azot nereacţionat în porii electrodului de gaz (catod) şi producerea, ca urmare a acestei acumulări, a unor polarizări de concentraţie suplimentare [3], [4], ceea ce impune luarea de precauţiuni speciale.

3. Caracteristicile optime ale electrolitului

Un bun electrolit pentru pilele cu combustibil lichid trebuie să îndeplinească următoarele condiţii:

— să fie un bun dizolvant al combustibilului lichid;
— să aibe o conductibilitatea ridicată;
— să favorizeze reacţiile electrochimice care stau la baza producerii curentului electric în

Tabela 2

Avantajele şi dezavantajele utilizării unui anumit oxidant în pilele cu combustibil lichid

Oxidantul	Avantaje	Dezavantaje
Oxigen pur lichid (−183°C) comprimat (150−200 atm)	— puritate — disponibilitate sub presiune — funcţionarea electrodului sub presiune fără circulare forţată	— transport, manipulare — greutate, volum rezervor — pierderi posibile prin evaporare — pierderi prin barbotare
Oxigen din aer	— uşor accesibil — nu necesită rezervor — împiedică supraîncălzirea catodului	— diluare prin inert — performanţe mai mici — presiune parţială mai scăzută — necesitatea purificării aerului (CO_2, SO_2)
Apă oxigenată	— polarizări reduse (catod de contact dublu) — realizare constructivă simplificată	— instabilitate după diluare — imposibilitate de recuperare — preţ ridicat
Acid azotic	— preţ rezonabil — performanţe bune — posibilitate de regenerare cu oxigen	— coroziv — necesitatea izolării compartimentului anodic — neregenerabil cu aer
Percloraţi peroxizi	— stocaj uşor — volum redus	— preţ ridicat — detonanţă

Tabela 3

Avantajele şi dezavantajele principalilor electroliţi folosiţi în pilele cu combustibil lichid

Electrolitul	Avantaje	Dezavantaje
Acid sulfuric	— conductibilitate bună — stabilitate chimică şi termică — nu reacţionează cu produşii de combustie — preţ redus	— agresiv faţă de electrocatalizatori — catalizatori scumpi
Acid fosforic	— conductibilitate bună — stabilitate chimică şi termică — nu reacţionează cu produşii de combustie	— catalizatori scumpi — agresiv faţă de electrocatalizatori — coroziv
Acid fluorhidric	— conductibilitate bună — nu reacţionează cu produşii de combustie	— electrocatalizatori scumpi — coroziv — toxicitate
Hidroxid de potasiu	— conductibilitate bună — electrocatalizatori ieftini — nu este agresiv faţă de electrocatalizatori — stabilitate chimică şi termică	— reacţionează cu produşii de combustie (carbonatare)

pilă (electrooxidarea combustibilului şi electroreducerea oxidantului);

— să permită utilizarea unor eletrocatalizatori ieftini şi eficienţi;

— să împiedice producerea de reacţii nedorite pe electrozi;

— să nu prezinte agresivitate faţă de electrocatalizatorii utilizaţi;

— să prezinte o stabilitate chimică şi termică bună în condiţiile de funcţionare ale pilei;

— să nu producă o coroziune avansată a instalaţiilor;

— să nu reacţioneze cu produşii reacţiei electrochimice, împiedicînd în acest fel îndepărtarea lor din pilă;

— să aibe un preţ de cost redus şi să fie uşor accesibili;

— să nu prezinte dificultăţi de manipulare (stocaj, toxicitate).

În tabela 3 sînt prezentate comparativ avantajele şi dezavantajele electroliţilor utilizaţi în pilele cu combustibil lichid.

După cum se vede, în pilele cu combustibil lichid se pot folosi drept electroliţi soluţii concentrate acide (acid sulfuric, acid fosforic acid fluorhidric) sau alcaline (hidroxid de potasiu). Electroliţii alcalini prezintă avantajul unor proprietăţi electrice superioare electroliţilor acizi, dar prezintă inconveniente legate de carbonatare, în cazul utilizării drept

combustibil a unor substanţe care conţin carbon în moleculă. Acest inconvenient impune obligativitatea prevederii instalaţiei cu sisteme eficiente de decarbonatare a electrolitului, ceea ce are efect negativ asupra rentabilităţii procedeului de obţinere a energiei electrice şi asupra gabaritului instalaţiilor.

4. Concluzii.

— Pilele cu combustibil lichid reprezintă, un procedeu avantajos de conversie a energiei chimice a combustibililor în energie electrică, datorită randamentelor ridicate pe care le realizează în comparaţie cu procedeele convenţionale.

— Combustibilii lichizi folosiţi în aceste surse chimice de curent, sînt în ordinea eficienţei lor : hidrazina, metanolul, alcoolii superiori, amoniacul.

— Oxidantul cel mai des utilizat în pilele cu combustibil lichid este oxigenul, fie pur, fie sub formă de amestecuri gazoase oxigenate. Se mai pot folosi şi alţi oxidanţi cum ar fi : apa oxigenată, acidul azotic, peroxizi, percloraţi.

— În pilele cu combustibil lichid se pot folosi atît electroliţi acizi, cît şi electroliţi alcalini. Utilizarea acestora din urmă (electroliţi cu proprietăţi superioare) nu este posibilă în cazul electrooxidării unui combustibil cu atomi de carbon în moleculă (metanol, alcooli superiori), decît dacă instalaţiile sînt prevăzute cu dispozitive speciale pentru decarbonatarea electrolitului.

Bibliografie

[1] *Mavrodin-Tărăbic*, M., *Onaca, I.* şi *Solacolu, I.* Unele aspecte termodinamice ale pilelor cu combustibil. În : *Studii şi cercetări de chimie* (în curs de apariţie).

[2] *Mavrodin-Tărăbic*, M., *Onaca, I.* şi *Solacolu*, I. Consideraţiuni energetice privind funcţionarea pilelor cu combustibil şi pilelor metal-aer. În : *Energetica* (în curs de apariţie).

[3] *Winsel, A.* Flow Rate and Pressure Drop of Gas Mixtures and Electrolyte in Gass-Diffusion Electrodes. În : *Electrochimica Acta* **14**, nr. 10, 1969, p. 961—970.

[4] *Dawson, J,* L. Oxygen Transport at Porous Flow-by Air Electrodes. În : *Electrochimica Acta* **16**, nr. 6, 1971, p. 811—820.

Intrat în redacţie la 24.III.1972

TEZE DE DOCTORAT

CZ 621.317.714.024

CÎRŢINĂ GH.: **Contribuţii la studiul regimului subarmonicelor datorate elementelor magnetice neliniare în sistemele trifazate.** Conducător ştiinţific — Prof. dr. doc. Gh. Vasiliu

Autorul încearcă să facă o tratare unitară a tuturor aspectelor ferorezonanţei subarmonice, în condiţiile unor grade ridicate de neliniaritate, cu insistenţă specială asupra liniilor de transport şi distribuţie a energiei electrice, punînd în evidenţă specificul fenomenului în circuitele trifazate.

Teza cuprinde şapte capitole.

În capitolul I, cu caracter introductiv, se face o prezentare succintă a stadiului cercetărilor în domeniul respectiv.

Folosind o variantă îmbunătăţită a metodei bilanţului armonic, în capitolul II, autorul dă o formă generală tuturor relaţiilor. Funcţiile care intervin în aceste relaţii sînt scrise direct utilizînd un algoritm de ridicare la putere a funcţiilor trigonometrice. Metoda propusă se dovedeşte eficientă în studiul influenţei valorilor parametrilor circuitului asupra oscilaţiilor subarmonice. Caracter original are şi tratarea analitică cît şi metodele propuse pentru suprimarea oscilaţiilor subarmonice în circuitele de putere.

Utilizînd particularităţile ferorezonanţei subarmonice în circuitele polifazate, autorul propune o nouă clasă de divizoare de frecvenţă, care înlătură cea mai mare parte a deficienţelor divizoarelor existente (scheme de filtraj complicate, putere redusă etc.).

Contribuţiile originale mai de seamă ale lucrării constau în :

— studiul analitic şi experimental unitar al oscilaţiilor subarmonice în cazul neliniarităţilor mari ;

— explicarea apariţiei unor componente (2/3, 5/3, etc.) obţinute pe cale experimentală şi în alte lucrări ;

— autorul propune o variantă îmbunătăţită a metodei bilanţului armonic. Cu ajutorul acesteia se deduc relaţii a căror valabilitate este generală, indiferent de gradul neliniarităţii şi de ordinul subarmonicei. În lucrare, aceste relaţii sînt particularizate pentru cazul neliniarităţii în gradul cinci şi al subarmonicei de ordinul trei ;

— analiza sistematică a ferorezonanţei subarmonice la variaţia mărimilor şi parametrilor circuitului electric ;

— se demonstrează teoretic şi experimental că parametrul funcţionînd pe subarmonica a treia are şase faze de oscilaţie şi nu trei, cum se afirmă în literatură. Acest lucru prezintă o mare importanţă principială şi practică avînd în vedere tendinţele de utilizare a acestor elemente în circuitele cu mai multe stări stabile ;

— se arată pentru prima dată posibilitatea şi avantajele utilizării circuitului trifazat ferorezonant ca divizor de frecvenţă ;

— se studiază influenţa parametrilor specifici liniilor electrice de transport şi distribuţie asupra existenţei şi valorii subarmonicilor ;

— autorul propune metode noi de suprimare a oscilaţiilor subarmonice. Suprimarea subarmonicelor este o problemă a cărei rezolvare se cere în tot mai multe cazuri — datorită extinderii utilizării condensatoarelor serie şi a neajunsurilor provocate instalaţiilor de către supratensiunile subarmonice ;

— în lucrare se demonstrează că subarmonicele pot apare în toate reţelele trifazate. Cele mai mari tensiuni şi cei mai mari curenţi se obţin cînd neutrul este izolat. Autorul semnalează şi explică existenţa unor regimuri de instabilitate a fazei.

GAVRILĂ, H.: **Studiul proprietăților și al unor aplicații tehnice ale peliculelor feromagnetice.** Conducător științific—Prof. dr. ing. Marius Preda

Lucrarea se încadrează într-un domeniu ale cărui aplicații au pus probleme cu decenii în urmă, tolele feromagnetice fiind utilizate în construcția mașinilor și aparatelor electrice, și care continuă să ridice probleme noi prin utilizarea unor categorii de materiale magnetice în construcția calculatoarelor, microelectronică, etc. Pentru corpurile la care una din dimensiuni este mult mai mică decît celelalte două, ca tolele și peliculele feromagnetice, se folosește denumirea de pături feromagnetice. Caracterizarea acestor corpuri, ca și a oricăror corpuri feromagnetice, prin proprietăți coerente în ansamblul lor cu măsurătorile practice este o problemă de interes major nerezolvată pînă în prezent; pentru exemplificare este suficient să ne referim la problema pierderilor, larg dezbătută în literatura ultimelor decenii, în care de regulă măsurătorile practice depășeau sensibil pe cele teoretice, acceptîndu-se coeficienți de majorare fără o justificare fizică riguroasă.

Teza studiază comportarea păturilor feromagnetice cu anizotropie magnetică uniaxială în cîmpuri magetice, care nu conduc la o magnetizare ireversibilă a sistemului. Se studiază cîmpuri aplicate după direcția privilegiată precum și cîmpuri ce se abat cu un anumit unghi de la această direcție. Se analizează configurația de echilibru a structurii de domenii de tip Kittel, prin minimizarea energiei libere a sistemului în raport cu parametrii de structură.

Primul capitol al lucrării este consacrat stadiului actual al problemei. În continuare se precizează modelul de structură de domenii adoptat și este rezolvat sistemul de ecuații Maxwell pentru cîmpul electromagnetic local (cap. 2). Sînt prezentate și justificate ipotezele originale privitoare la dinamica structurii de domenii și la modul cum trebuie interpretată legea legăturii pentru modelul de structură adoptat. Se analizează aplicabilitatea modelului propus la păturile feromagnetice (cap. 3). Apoi se calculează mărimile caracteristice cîmpului magnetic mediu și cele ce caracterizează proprietățile de material ale păturii feromagnetice (cap. 4) precum și pierderile (cap. 5). Se discută aproximația frecvențelor joase a căror limită superioară f_0 depinde de constantele fizice ale păturii și este invers proporțională cu patratul grosimii acesteia (cap. 6). Se studiază comportarea păturii feromagnetice în cîmpuri magnetice aplicate neparalel cu structura sa de domenii (cap. 7) Se analizează apoi comportarea păturii feromagnetice în regim tranzitoriu la aplicarea unui cîmp magnetic exterior oarecare, determinînd cîmpul electromagnetic local (cap. 8), mediu (cap. 9), făcînd apoi particularizările pentru cîmpul magnetic treaptă (cap. 10). Apoi se discută modul de determinare (experimentală sau prin calcul) a constantelor fizice ale materialului feromagnetic (cap. 11) și a parametrilor configurației de echilibru a structurii de domenii de tip Kittel (cap. 12). În cap. 13 sînt prezentate verificări experimentale privind structura de domenii, variația pierderilor și a permeabilității magnetice cu intensitatea și frecvența cîmpului magnetic aplicat. Concluziile autorului sînt expuse în cap. 14 al lucrării.

Principalele contribuții aduse de autor constau în următoarele:

— stabilirea unui model fizic care este în concordanță cu concluziile mai vechi sau mai noi privind comportarea păturilor feromagnetice (de remarcat ipoteza fixării superficiale a peretelui);

— punerea în evidență a mărimilor ce caracterizează cîmpul magnetic mediu și proprietățile de material ale păturii feromagnetice ținînd seamă de structura sa de domenii;

— îmbunătățirea metodicii de calcul a pierderilor în fier;

— relații simple pentru toate mărimile puse în evidență, în domeniul frecvențelor joase (în care se încadrează și cele industriale);

— în cazul unui cîmp care face un unghi cu direcția privilegiată se arată că inducția magnetică se orientează aproape paralel cu direcția privilegiată, oricare ar fi direcția cîmpului aplicat;

— analiza regimului tranzitoriu al pătrunderii cîmpului în păturile feromagnetice (particularizate pentru forma treaptă);

— stabilirea ecuației care dă forma și poziția peretelui la aplicarea unui cîmp magnetic paralel, în deplină concordanță cu determinările experimentale cunoscute;

— o nouă metodă de determinare a lățimii domeniilor de structură și a energiei pereților dintre domenii la structura de tip Kittel.

Teza de doctorat, elaborată la un înalt nivel științific și tehnic, conținînd numeroase contribuții originale, reușește să creeze un model fizic corespunzător comportării practice a păturilor feromagnetice. Lucrarea deschide largi perspective în direcția studiului materialelor anizotrope cu orientări arbitrare ale direcțiilor privilegiate, precum și în ce privește comportarea păturilor feromagnetice în zone de nelinearitate.

Susținerea publică a tezei a avut loc în luna iulie 1972, în cadrul Facultății de Automatică a Institutului Politehnic București.

Dr. ing. *F. Spinei*

REFERATE

CZ 621.311 *Centrale electrice. Instalații de alimentare cu energie electrică*

CZ 621.311.1(09)

Chapuy, J. **Electricitatea, energia viitorului** (Electricité énergie d'avenir). In: RGE, **80**. nr. 10, 1971, p. 713—718

Se prezintă unele previziuni privind aspecte ale viitorului în domeniul industriilor, serviciilor, urbanizării, modului de viață, sub unghiul utilizării energiei electrice. Perspectiva prelungirii tendințelor actuale, arată că dacă în 1950 consumul de energie primară era de circa 3 miliarde tone echivalente de cărbune în anul 1985 va fi de 15 miliarde, iar în anul 2000 de 25 miliarde.

Evident în condițiile reducerii cantităților extrase de petrol (se apreciază că pentru Franța rezervele sînt de circa 600 miliarde tone) și al evitării utilizării cărbunelui (mai neeconomic și poluant), energia atomică va ocupa locul prioritar. În afara solicitărilor sporite ale industriei, consumul individual va crește într-un ritm deosebit. Mijloacele de combatere a poluării, mijloacele de transport, consumul casnic, vor cunoaște noi mutații. Indiscutabil, toate acestea se vor reflecta și în schimbări ale modului de viață al locuitorilor din Franța. Se apreciază că dacă produsul intern brut a fost în 1970 de 725 miliarde franci, el va cunoaște în perioada 1970—1975 o creștere de 5,9 %, ceea ce raportat pe locuitor va crește de la 14.000 franci (1970) la circa 25.000 (1980) și aproximativ 50.000 (2000).

Fl. T.

CZ 621.3 *Electrotehnică generală*

ZC 621.3.014.31:537.523.5

Guile, A. E. **Fenomene arc-electrod.** (Arc-electrode phenomena). In: P.I.E.E. **118**, nr. 9R, 1971, pag. 1131—1154.

Lucrarea, un articol de sinteză cu peste două sute de referiri bibliografice, prezintă cele mai importante aspecte ale pro-

ceselor arc-electrod ce privesc aplicațiile practice în electrotehnică. Deși nu este evitată analiza mecanismelor de bază a problemelor teoretice nerezolvate și a teoriilor adesea contradictorii accentul lucrării este pus pe caracteristicile ce afectează direct funcționarea dispozitivelor și fenomenele implicate. După ce se face distincția între catozi termionici și netermoinici și se prezintă tranziția tipului de emisie care are loc la unele metale, partea mai importantă a tratării se referă la catozii netermionici. Se tratează mărimile principale, observațiile, precum densitatea de curent, eroziunea electrozilor, deflecția magnetică, jeturile de plasmă pe catod și se consideră apoi factorii cei mai importanți, ce afectează procesele la catod cum ar fi materialul electrozilor, starea suprafeței, curentul electric, gazul, presiunea sa, sau comportarea electrozilor în vid. Se analizează numeroasele teorii ce încearcă explicarea mecanismului de emisie a arcului cu catod rece ajungîndu-se la concluzia că sînt implicate mai multe procese diferite, tranzițiile de la un proces la altul putînd avea loc fie abrupt fie gradat. Se subliniază principiile și mărimile cele mai importante ce trebuie avute în vedere.

O. L.

CZ 621.313 *Mașini electrice*

CZ 621.313.1 : 621.317.333

Wichmann, A. **Estimația funcțională a izolațiilor de înaltă tensiune în mașinile mari electrice.** (Funktionsbewertung von Hochspannungsisolierungen grosser elektrischer Maschinen). In : ETZ—A nr. 7, 1971, p. 429—433, 6 graf., 2 foto.

Ca exemplu pentru estimația funcțională a unui sistem de izolație este descris un program de încercări aplicat de mai mulți ani la bobinajele de înaltă tensiune. Prima parte se ocupă cu cercetări la elementele de bobinaj izolate, în scopul stabilirii rezistenței lor față de solicitările electrice, termice și mecanice. A doua parte cuprinde încercarea bobinelor în ancoșe de diferite modele, examinîndu-se comportarea termomecanică la schimbări de temperatură, efectul forțelor curentului în ancoșă și influența solicitărilor concomitente mecanice și electrice asupra bobinei. Cerințele unor noi metode de încercare s-au ivit odată cu creșterea continuă a puterii mașinilor electrice. Experiențele s-au executat în limite cît mai largi (față de valorile nominale) în scopul scurtării timpului de încercare și a stabilirii limitei de solicitare. Pentru generatoarele de 10...15 kV s-au examinat conductoare de 10 × 50 mm secțiune, 1,5 m lungime și o grosime a izolației de 3 sau 4 mm. Pentru 20 și 30 kV s-au utilizat probe de conductoare de 2,5 m lungime. Se dau apoi amănunte privind executarea încercărilor, cum ar fi verificările preliminare ale elementelor de încercat (dimensiuni, factor de pierdere, capacitate), împărțirea pe grupe etc.

În privința durabilității electrice, în scopul căreia barele izolate sînt supuse atît unor tensiuni crescînde într-un anumit timp cît și unor tensiuni constante la 50 Hz și la 500 Hz. Rezultatele sînt arătate într-un grafic în cazul unei izolații de mică. Pentru scurtarea timpului s-a utilizat și frecvența de 500 Hz, ținîndu-se seama de faptul că fenomenul distrugerii izolației se intensifică proporțional cu frecvența schimbării de polaritate.

Sînt descrise apoi experiențele făcute pentru stabilirea rezistenței termice și a îmbătrînirii izolației din cauza căldurii. În baza prescripțiilor VDE sînt utilizate temperaturi de 130°—200° și perioade de timp de 100...3000 h cu răciri periodice. Rezultatele sînt date într-un grafic.

În privința însușirilor mecanice ale pieselor încercate (bare izolate) barele sînt îndoite în ambele sensuri de *n* ori, arătîndu-se într-un grafic (pentru 2 diferiți izolanți) după cîte îndoituri se produce străpungerea electrică, aceasta avînd loc în anumite cazuri concomitent cu ruptura mecanică a izolației.

Rezistența termo-mecanică a bobinajului introdus în ancoșe interesează în mod deosebit deoarece, conductorii, izolația și tolele statorului, avînd încălziri și dilatări diferite, sînt provocate solicitări de forfecare și deplasări axiale, mai ales cînd variațiile de sarcină respectiv pornirile sînt frecvente. Este descrisă în amănunt o experiență realizată pe un model de stator (4 m lungime, 5 ancoșe), unde conductorii sînt încălziți periodic cu intervale de 30 min la 160°C și răciți apoi prin apa rece pompată prin conductorii tubulari, măsurîndu-se apoi tensiunea de străpungere. Un grafic redă în plus alungirea barelor după un număr oarecare (100...4000) de jocuri de încălzire-răcire.

Articolul încheie cu cîteva observații privind fixarea conductorilor în ancoșele statorului, referindu-se la forțele create de curenții de exploatare, care ar putea provoca mișcarea conductorilor față de pereții și de fundul ancoșei, ceea ce ar conduce la uzura izolației. În experiența concepută în acest scop, vibrațiile din exploatare sînt provocate de motoraș cu frecvența de 100 Hz, încălzindu-se și răcindu-se conductorii și ancoșa la anumite intervale. Și în sfîrșit se mai ține seama și de cîmpul electric dintre conductor și ancoșa pusă la pămînt, care ar putea provoca alternarea izolației prin scîntei, fiind deci necesar un control al potențialului.

Gh. C.

CZ. 621.313.32.044.61

Chang, T. L. și Davies M. S. **Domeniile de stabilitate dinamică a sistemelor ce cuprind mașini sincrone cu poli aparenți utilizînd criteriul lui Popov.** (Regions of transient stability for power systems involving saliency using Popov criterion). In : Proceedings IEE, vol. **119**, nr. 5, mai 1972, p. 625—628, 3 fig., 5 ref. bibl.

În ultimii 2 ani criteriul de stabilitate al lui Popov a început să fie tot mai larg folosit în sisteme de tipul sistemelor energetice, sisteme ce prezintă mai mult decît o singură neliniaritate. Dacă pînă în prezent aceste lucrări s-au referit la sisteme cu mașini cu poli înecați articolul de față lărgește domeniul de utilizare a metodei atacînd problema sistemelor cu generatoare sincrone cu poli aparenți. Aplicarea metodei lui Zubov, pentru construirea funcției Lapunov a rezolvat numai în parte aceste probleme și chiar pentru cazul unei singure mașini cu poli aparenți a condus la un volum ridicat de calcule și ca urmare utilizarea sa a fost limitată.

Criteriul lui Popov nu numai că elimină aceste deficiențe dar permite la un volum de calcule redus și găsirea efectelor produse de modificările diverșilor parametri. Pe baza acestui criteriu se generează funcțiile și suprafețele lui Liapunov și se determină limitele domeniului de stabilitate dinamică.

Modelul studiat este constituit dintr-un sistem de putere infinită la care este legat printr-o linie lungă o mașină sincronă cu poli aparenți. După ce se determină ecuația de mișcare se definesc neliniaritățile (funcție de sinusul unghiului intern și de dublul acestuia și este generată prin metoda lui Popov funcția lui Liapunov. Un exemplu numeric este prezentat rezultatele calculate fiind în perfectă concordanță cu cele reale, asemănătoare cu cele obținute prin metoda lui Zubov.

R.M.

Nedelcu, V. ș.a. **Asupra aplicării diagramei cercului în analiza comportării mașinilor asinerone în condiții de funcționare.** (On the Application of the Circle Diagram to the Analysis of the Asynchronous Machine Behaviour under Operating Conditions). In : ETZ—A, **93**, nr. 4, 1972, p. 226—230, 47 formule, 6 fig. 14 ref.

Problema predeterminării comportării mașinilor asincrone mari și în special a grupelor de asemenea mașini în cazul unor regimuri tranzitorii variate sau de sarcină, constituie una din preocupările actuale a marilor laboratoare.

Se analizează problemele conectării simultane și nesimultane, precum și consecințele ce rezultă din punctul de vedere al pornirii și stabilității mașinii. Pornind de la ecuația lui Park, autorul dezvoltă în mod riguros expresiile operaționale ale curenților și stabilește legăturile care există între curentul rotoric, statoric, ca și componentele tranzitorii ale curentului.

Rezultatele — deosebit de interesante ale lucrării — arată că diagrama cercului pentru mașinile asincrone constituie încă un instrument eficace pentru determinarea componentelor curentului rotoric și statoric în cazul unor regimuri tranzitorii, și arată modul în care rezultatele trebuie interpretate.

Fl. T.

CZ 621.314.2 *Transformatoare*

Grosu, Şt. **Reglajul sub sarcină, pentru transformatoarele de distribuţie.** (On-load tap changing for distribution transformers). In: Proc. IEE, vol. **119**, nr. 4, 1972, p. 467—471, 9 fig., 2 ref.

Reglajul sub sarcină al transformatoarelor constituie obiectul a numeroase brevete, din nefericire puţine putînd a satisface exigenţele beneficiarului în ceea ce priveşte comutarea sub sarcină de la o priză la alta.

După o comparare a sistemelor cunoscute de reglaj, autorul, cercetător la ICPE şi titularul unor brevete în domeniu, pornind de la o idee deosebit de interesantă, prezintă o nouă contribuţie a înfăşurărilor, ceea ce creează, în noul sistem, performanţe ridicate pentru comutare.

Se comunică soluţiile constructive date, ca şi rezultatele experimentale privind variaţia curentului cu tensiunea; de asemenea se fac unele consideraţii asupra reactanţelor ce intră în joc, a construcţiei date, ca şi a perspectivelor de dezvoltare ale sistemului pentru diverse transformatoare.

Fl. T.

CZ 621.315 *Transmisia energiei electrice. Materiale izolante. Materiale de instalaţii*

CZ 621.315.3/6:621.57(09)

Bourjot, M. **Evoluţia în timp de 60 de ani a materialelor pentru aparate criogenice** (Evolution depuis 60 ans des matériaux pour appareils cryogéniques). In: Mécanique, Matériaux, electricité, oct, nr. 262, 1971, p. 46—50.

Dezvoltarea tehnicilor criogenice în ultimii ani au suscitat interesul numeroşilor producători de material cu posibilităţi de a fi utilizate în acest domeniu.

Se prezintă experienţa în domeniu a societăţii „Air-liquide" care lucrează în tehnica frigului de circa 60 ani şi eforturile dirijate spre obţinerea unor noi materiale cu proprietăţi criogenice.

Articolul insistă în special asupra oţelurilor cu carbon şi nichel pentru care s-au găsit tehnologii corespunzătoare care să permită creşterea rezilienţei şi posibilitatea de a fi sudate. Aparate criogenice construite cu astfel de oţeluri au dovedit o comportare corespunzătoare în gama 80—150°K.

În privinţa perspectivei, se arată că în continuare succesul depinde de îmbunătăţirea caracteristicilor mecanice şi de rezultatele programei de cercetare în curs.

Fl. T.

CZ 621.315.616.96.015.51 PVC

Schuppe, W. D. **Despre străpungerea foliilor dure de PVC.** (Über den Durchschlag in Hart — PVC — Folien). In: ETZ—A nr. 7, 1971, p. 401—404, 2 tabele, 2 fot., 4 graf., 2 fig.

Sînt arătate măsurători de străpungere la folii dure de PVC de diferite grosimi, la diferite tensiuni de curent continuu sau alternativ şi la temperaturi între —40°C şi +70°C. În general în timpul experienţei tensiunea creşte în mod continuu, electrozii se compun fie din sfere fie din plăci iar pentru evitarea descărcării lor marginale întregul dispozitiv se introduce într-un izolant (de cele mai multe ori lichid) cu un coeficient dielectric mai ridicat. Sînt arătate dificultăţile atît în cazul electrozilor placă — placă cît şi în cazul sferă — placă. În cazul de faţă experienţele s-au realizat cu tensiune alternativă de 50 Hz şi cu tensiune continuă, a cărei ondulaţie pînă la circa 100 kV este de 0,2%. Creşterea tensiunii efective a fost de 0,83 kV/s (corespunzător valorii de vîrf de 1,18 kV/s la curentul alternativ). Ca electrozi au fost utilizaţi o sferă de oţel şi o placă de alamă, dispozitivul fiind introdus într-un lichid cu caracteristicile electrice cuprinse într-o tabelă. Rezultatele nefiind suficient de precise s-a recurs la un mediu înconjurător solid, la răşina epoxidică turnată în vacuum, pentru a fi evitate goluri de aer. În trei diferite grafice, avînd pe ordonată tensiunea continuă sau alternativă, sînt arătate tensiunile de străpungere în funcţie de grosimea foliilor, de temperatură şi de mediu înconjurător (Palatinol AH, Palatinol C şi răşină turnată) pentru diferitele măsurători, care s-au executat. Se arată apoi dificultatea de a se compara rezultatele obţinute de autor cu concluziile la care ajung alţi autori şi aceasta din cauza varietăţii elementelor, care stau la baza experienţelor: tensiunea, creşterea tensiunii, frecvenţa curentului, electrozii, materialul încercat şi izolantul, în care este introdus complexul de încercare. Sînt arătate apoi avantajele procedeului descris de autor, descriindu-se pe rînd fenomenele, care se produc în timpul încercărilor. Astfel se afirmă că străpungerea termică se datoreşte unui curent, care trece prin orice izolator dat fiind că conductibilitatea acestora întotdeauna va diferi de zero şi în plus ea va creşte cu temperatura. Autorul arată că în sistemul său încălzirea de mai sus nu poate interveni, demonstrînd că şi alte fenomene, care conduc la măsurători inexacte ale străpungerii nu sînt posibile datorită măsurilor luate în cazul de faţă. Astfel pentru evitarea efectului golurilor dintre folie şi electrodul-placă, golurile sînt umplute în cazul de faţă cu un izolant lichid, care nu atacă folia. S-a utilizat palatinol AH cu rezultatele din graficele prezentate.

Gh. C.

CZ 621.315.616.9 : 621.319.4(09)

Tai, P. **Evoluţia materialelor impregnante pe bază de bifenili-cloruraţi pentru condensatoare.** (L'évolution des impregnants à base de chlorobiphenyles pour condensateurs). In: R.G.E., **80**, nr. 12, 1971, p. 922—929, 2 fig., 11 tab., 8 ref. bibl.

Utilizarea bifenilcloruraţilor ca impregnanţi pentru condensatoare datează de circa 30 de ani, justificat de avantajele tehnice pe care le prezintă: stabilitatea chimică ridicată, vîscozităţi acceptabile, tensiuni de vapori reduse. Evoluţia acestor materiale de impregnare s-a dirijat în ultima perioadă spre realizarea unor produse slab clorurate şi a utilizării unor noi tipuri de aditivi ceea ce a condus la ameliorarea condiţiilor de funcţionare a condensatoarelor la temperaturi joase. Experimentările au arătat că micşorînd conţinutul de clor se obţine o temperatură de congelare mai scăzută; de asemenea, simultan, se observă o creştere a permitivităţii ca şi o mai bună rezistenţă la ionizare ceea ce permite creşterea gradientului de tensiune.

Se prezintă tehnologia de impregnare a condensatoarelor utilizînd uleiuri cu conţinut scăzut de clor, insistîndu-se şi asupra precauţiunilor ce trebuie luate în problema regenerării bifenilului clorurat după impregnare ca şi a dotării cu instalaţii de pămînturi absorbante.

Pe construcţiile de condensatoare ce vor fi lansate în următorii ani, condensatoare mixte hîrtie-film de polipropilenă, autorul, şeful laboratorului de cercetări al firmei Prodelec, prezintă noile tipuri de impregnanţi din familia piralenei, ca şi inhibitorii cu aditivi ce vor fi lansaţi.

Fl. T.

CZ 621.316.57 : 752.021.81/82

Krämer, W. şi Schnee, D. **Amortizarea zgomotului prin membrană la întreruptoarele cu aer comprimat de mare putere şi înaltă tensiune.** (Membranschalldämpfung für Hochspannungs-Druckluft-Leistungsschalter) In: ETZ—B nr. 9/1972, p. 226—230, 5 foto, 7 secţiuni, 1 tab., 5 graf.

Pe lîngă un nou şi eficient amortizor de zgomote cu membrană autorii arată în articol şi evoluţia acestui amortizor, care nu scade doar intensitatea zgomotului ci reduce şi frecvenţa vîrfurilor lor. Amortizarea, bruiajuluj provocat de întreruptoarele cu aer comprimat de puteri şi tensiuni mari se realiza pe diferite căi încă înainte de a se pune serios problema protecţiei contra poluării cu zgomote a mediului înconjurător. Această amortizare devine necesară nu numai pentru locuitorii din apropiere dar şi pentru personalul de exploatare, care putea fi deranjat în lucrările sale, de zgomote exagerate.

Considerînd aceste amortizoare în mod simplificat ca elemente asemănătoare unor orificii (duze), Lighthill a exprimat într-o formulă puterea sunetului unei astfel de duze deschise. În formulă această putere (P_a) este funcţie de diametrul duzei, de densitatea aerului, de viteza sunetului, (a)

a gazului v etc. Reieşind din formulă că zgomotele cresc cu cît v/a este mai mare şi că acestea se produc deci în imediata apropiere a duzelor, cercetările s-au concentrat în această direcţie. Reducerea lui v/a prin încetinirea deschiderii ventilelor a dat rezultate satisfăcătoare şi atunci s-a recurs la o mulţime de alte construcţii, dintre care şase sînt arătate în secţiune şi descrise într-o tabelă de comparaţie. Reiese că amortizorul cu membrană îndeplineşte toate condiţiile amortizînd la sarcină plină sau parţială, fiind simplu din punct de vedere al construcţiei şi sigur în funcţionare. Este descris apoi amortizorul cu membrană şi este explicată funcţionarea lui. Gazul iese din supapa de ieşire a întreruptorului într-o cameră de expansiune cu volum variabil în funcţie de presiune. Această cameră, la rîndul ei, posedă o mulţime de orificii, care şi ele se deschid (datorită construcţiei descrise) încet în funcţie de presiunea din camera de expansiune. Astfel gazul, care iese din supapa întreruptorului, umflă întîi camera de expansiune iar aceasta, datorită presiunii crescînde îşi deschide încet orificiile, lăsînd astfel gazul să iasă afară după 2 diferite frînări şi evitînd-se astfel zgomotul, ce ar fi fost provocat de gazul ce ar fi ieşit direct din supapă. În diferite grafice sînt arătate efectele acestui amortizor precum şi comparaţia zgomotului amortizat cu alte zgomote (avion cu reacţie, zgomot pe stradă etc.). Un alt avantaj al amortizorului este lipsa flăcărilor la acţionarea întreruptoarelor, fapt ce se explică prin răcirea la ieşirea lui în atmosferă prin numeroasele orificii.

În încheiere se arată că amortizorul a fost încercat în toate condiţiile (anclanşînd sau declanşînd sub diferite sarcini, în diferite condiţii atmosferice, la temperaturi de −55°C etc.) şi că a corespuns întotdeauna.

Gh. C.

CZ 621.317 ***Tehnica măsurilor electrice. Aparate de măsură***

CZ 621.317.384:536:532

Niewierowicz, şi Turovski *J.* **O nouă metodă termometrică pentru măsurarea pierderilor în elemente metalice solide** (New thermometric method of measuring power. losses in solid metal elements). In : Proceedings IEE, vol. **119**, nr. 5, mai 1972, p. 629—636, 16 fig., 6 ref. bibl.

Atunci cînd elementele masive de oţel sînt supuse unor cîmpuri magnetice de scăpări importante este de dorit ca pierderile în ele să fie măsurate la nivelul de prototip, astfel asigurîndu-se că în timpul funcţionării nu pot apare puncte de supraîncălzire. Metodele termometrice clasice utilizate pot da erori grosolane în special în cazul pieselor peste o anumită grosime unde căldura este generată datorită efectului pelicular la nivelul suprafeţei şi este rapid disipată în masa rece a materialului. În lucrarea de faţă se prezintă o metodă nouă care porneşte de la distribuţia de cîmp în material, ţinîndu-se cont de neliniaritatea sa magnetică, de neuniformitatea răspîndirii surselor de căldură, întregul sistem fiind simulat pe un calculator numeric. Rezultatele sînt prezentate sub forma unor diagrame, indicîndu-se corecţiile care trebuiesc aplicate analizei convenţionale. O nouă metodă practică de măsurare a pierderilor, bazată pe aceste rezultate este prezentată, în locul trasării creşterilor de temperatură în funcţie de timp fiind necesară o simplă citire la un interval de timp determinat specificat (de exemplu 30″). Din diagramele date pierderile locale şi intensitatea cîmpului magnetic în diversele zone pot fi direct citite, ca exemplu fiind prezentat cazul cuvei unui transformator în care măsurătorile directe de cîmp la suprafaţă sînt comparate cu cele obţinute pe baza metodei prezentate. *R.M.*

CRONICĂ

A 50-a sesiune a Conferinţei internaţionale a marilor reţele electrice de înaltă tensiune (CIGRÉ)

În intervalul 28 august — 6 septembrie 1972 a avut loc, la Paris, a 50-a sesiune CIGRE. După cum se ştie, dezbaterile au loc în cadrul unor grupe specializate, pe baza unor rapoarte difuzate cu anticipaţie.

În cele ce urmează se prezintă principalele subiecte discutate în cadrul grupelor aparataj de întrerupere, posturi şi echipamente de conversie alternativ — continuu.

1. Grupa 13: Aparataj de întrerupere.

Au fost prezentate 11 rapoarte al căror conţinut, după subiectele preferenţiale se grupează după cum urmează :

1.1. Fenomene privind tensiunea tranzitorie de restabilire şi supratensiunile de comutaţie.

Tensiunea tranzitorie de restabilire. Parametrii tensiunii de restabilire — doi în cazul reţelelor cu o frecvenţă proprie — şi patru în cazul reţelelor cu două frecvenţe proprii — sînt cunoscuţi din lucrările recente GIGRE. La actuala sesiune s-a emis ideea că forma iniţială a tensiunii de restabilire, în primele 10 μs ar avea influenţă asupra capacităţii de deconectare a întreruptorului, mai ales cînd se întrerup curenţi foarte intenşi, de exemplu 50 kA. Forma iniţială a tensiunii de restabilire poate fi caracterizată printr-un timp de întîrziere iniţial, printr-o pantă extrem de mare, de exemplu 3 kV/μs şi printr-un vîrf de tensiune. Ca urmare pentru definirea completă a tensiunii tranzitorii de restabilire ar fi nevoie de încă trei parametri, rezultînd astfel, în total, şapte parametri.

Discuţiile, purtate în şedinţa plenară şi în cadrul comitetului de studii, au arătat că definirea tensiunii tranzitorii de restabilire, în acest mod, prezintă un interes „academic" de explorare a fenomenului. Întrucît oscilaţia iniţială, care reclamă introducerea parametrilor noi, poate lua forme extrem de diferite, în funcţie de capacităţile parazitare din imediata apropiere a întreruptorului (sistemul de bare, descărcătoarele, separatoarele, izolatoarele suport) s-a considerat că nu se dispune încă de elemente suficient de convingătoare pentru trecerea de la patru la şapte parametri de definire a tensiunii tranzitorii de restabilire.

În ce priveşte forma întreagă a tensiunii tranzitorii de restabilire se consideră că actualele recomandări ale CEI privind factorul de oscilaţie de 1,4, luat asupra tensiunii de vîrf de frecvenţă industrială, nu este realist, pentru reţele cu tensiuni nominale mai mari de 420 kV.

Unele rapoarte au prezentat scheme de încercări cu ajutorul cărora să se reproducă şi forma iniţială a tensiunii tranzitorii de restabilire, dar firmele constructoare de întreruptoare resping complicaţiile prea mari aduse circuitelor de încercare, atîta timp cît nu se conturează forme iniţiale de tensiune de restabilire suficient de reprezentative.

Supratensiuni de comutaţie. Fenomenele prezentate în rapoarte se referă la supratensiunile de comutaţie care apar la punerea sub tensiune a liniilor în gol, sau terminarea cu un transformator în gol, la deconectarea reactanţelor şunt de înaltă tensiune şi a transformatoarelor încărcate cu reactanţe. Deconectarea transformatoarelor în gol produce supratensiuni relativ mici.

Supratensiunea de manevră are două componente : una tranzitorie (liberă) şi una de frecvenţă industrială (forţată). Studiul lor separat nu corespunde situaţiei reale, deoarece izolaţia echipamentului simte o singură solicitare dielectrică datorită supratensiunii totale. Dispozitivele de limitare a supratensiunilor, care se pot instala pe întreruptor (rezistenţe serie, dispozitiv de închidere sincronă) limitează numai componenta tranzitorie. Chestiunea dezbătută, în acest caz, este de a şti care este valoarea maximă a supratensiunii de frec-

venţă industrială, încă admisibilă. Această chestiune a rămas în studiu. O altă chestiune care a rămas în studiu este de a se analiza situaţii opţionale pentru alegerea mijloacelor de limitarea supratensiunilor, adică de a se alege între descărcătoare şi rezistenţe serie.

1.2. Fenomene la trecerea prin zero a curentului şi încercările sintetice.

Fenomenele care apar la stingerea arcului electric prezintă încă aspecte neclare. Spre exemplu la încercarea unui întreruptor cu SF_6 s-au înregistrat oscilaţii iniţiale cu o frecvenţă de 500 kHz, în timp ce la încercarea unui aparat cu aer comprimat, în acelaşi circuit de încercări sintetice, aceste oscilaţii nu se produc. Se pare că tehnica măsurătorilor, în condiţiile specifice de încercare — bucle mari, lipsă de coaxialitate, capacităţi parazite diferite — mai trebuie perfecţionate.

S-au propus scheme de încercări sintetice, încă la sesiunea 1970, cu trei componente ale tensiunii tranzitorii de restabilire, iar în sesiunea prezentă s-au făcut propuneri de scheme şi pentru reproducerea formei iniţiale. Interesul în sine, pentru schemele sintetice se menţine în special în ce priveşte influenţa rezistenţei în paralel cu camera de stingere, asupra capacităţii de deconectare şi influenţa curentului peste arc asupra aceleiaşi capacităţi de deconectare.

1.3. Fiabilitatea întreruptoarelor de înaltă tensiune.

Se poate spune că discuţia acestui subiect a constituit subiectul central în cadrul discuţiilor plenare şi în comitetul de studii. În adevăr, s-a manifestat interesul distribuitorilor de energie pentru o fiabilitate sporită ca şi interesul fabricanţilor, de reducere la minimum a cheltuielilor ocazionate de sporirea fiabilităţii.

Una din dificultăţile majore privind stabilirea unui acord între fabricile constructoare şi utilizatori a fost aceea a definiţiilor atribuite fiabilităţii. Majoritatea discuţiilor s-au referit la comportarea întreruptoarelor în exploatare. Utilizatorii au considerat că fiabilitatea întreruptorului poate fi exprimată prin rata căderii definită ca „raportul între numărul total de defecţiuni şi suma duratelor de serviciu pentru un interval de timp definit, de preferinţă un an şi pentru o populaţie omogenă de întreruptoare". În acest caz fiabilitatea redusă ar fi determinată de concepţia întreruptorului, montajul lui defectuos şi întreţinerea nesatisfăcătoare.

Intervenţia delegatului nostru a constituit o contribuţie în clarificarea noţiunilor de fiabilitate intrinsecă şi fiabilitate extrinsecă. Prin fiabilitate intrinsecă se înţelege fiabilitatea întreruptorului ca sistem, acesta fiind constituit din n componente a căror fiabilitate este cunoscută prin rata căderii λ_i. Prin fiabilitate extrinsecă se înţelege fiabilitatea unui sistem energetic, în care întreruptorul este numai o componentă, care poate însă influenţa fiabilitatea sistemului.

Din punct de vedere cantitativ fiabilitatea intrinsecă urmează a fi determinată de constructorii de întreruptoare, iar cea extrinsecă, de utilizatori. Problema fiabilităţii a rămas în studiu, urmînd ca fabricile constructoare să ţină seama de observaţiile utilizatorilor.

2. Grupa 23: Posturi

Rapoartele prezentate ca şi discuţiile prezentate în şedinţele plenare s-au referit la construcţia posturilor, influenţa cîmpului electric asupra organismului uman şi instalaţiile capsulate (blindate).

2.1. Construcţia posturilor.

Raţionalizarea construcţiei posturilor este posibilă prin utilizarea calculatoarelor electronice şi desigur în presupunerea că se dispune de un număr suficient de componente. Dar această idee conduce la necesitatea prezenţei în stocuri a componentelor, astfel încît să nu se producă o întîrziere a construcţiei din cauza absenţei unei componente. Un stoc mare de componente ar putea însă constitui un obstacol în calea progresului şi raţionalizării construcţiei de posturi, deoarece nu se concepe o construcţie de tip nou înainte de a se fi utilizat componentele în stoc.

O atenţie deosebită a fost acordată *protecţiei solului şi apei freatice* împotriva reziduurilor de ulei. În afară de acest tip de poluare s-au mai utilizat noţiunile de *poluare sonoră* şi *poluare optică*. Reducerea nivelului de zgomot este posibilă acţionînd asupra construcţiei şi modului de instalare a transformatoarelor şi întreruptoarelor. În ce priveşte transformatoarele, unii constructori prevăd paravane de izolaţie fonică, iar pentru reducerea zgomotului (impuls) provocat de funcţionarea întreruptoarelor cu aer comprimat unii constructori prevăd pînă la trei camere de expandare, în serie.

În domeniul tensiunilor medii, de exemplu la 70 kV, se renunţă la construcţia de portale în staţiile de transformare; trecerea de la liniile de înaltă tensiune la transformatoare se execută în cabluri.

2.2. Influenţa cîmpului electric asupra organismului uman

În Canada există instalaţii energetice de 630 kV, iar în S.U.A. şi U.R.S.S. instalaţii de 500 kV. Unii delegaţi au afirmat că intensitatea cîmpului electric de 10—20 kV/m nu are un efect nociv asupra organismului uman, iar depăşirea acestor limite ar putea avea influenţe asupra sistemului circulator. În S.U.A se studiază influenţa cîmpului electric pe animale de experienţă, de exemplu pe şoareci. Pentru lucrările de întreţinere se utilizează fie metoda nacelei izolate fie metoda ecranării corpului cu înveliş metalic.

2.3. Posturi blindate.

Extinderea posturilor blindate sub presiune de aer comprimat şi mai ales cu presiune de hexaflorură de sulf atît din punct de vedere numeric cît şi din punct de vedere al tensiunii nominale — s-a construit un post de 500 kV — ridică probleme în ce priveşte asigurarea încercărilor la faţa locului şi asigurarea funcţionării în serviciu, avînd în vedere pericolul scăpărilor de gaze. S-a constat astfel că numai *încercarea la impuls* are eficienţă asupra detectării defectelor; E.d.F a construit în acest scop, un generator de impuls, în SF_6, transportabil cu o tensiune de 1050 kV şi o energie de 221 kJ. Scăpări de gaz de 10^{-5} cm³/s sînt admisibile, dar scăpări de 10^{-3} cm³/cm sînt anormale. Verificarea posturilor capsulate, pentru determinarea scăpărilor, se face şi prin *măsurarea descărcărilor parţiale*. De asemenea posturile blindate sînt verificate la *arc electric intern* pentru a se constata dacă efectele arcului sînt limitate.

3. Grupa 14: Echipament de conversie alternativ-continuu

Informaţiile privind funcţionarea instalaţiilor de conversie alternativ-continuu oferă posibilitatea de a întrevede în perspectivă sistemul transportului de energie în curent continuu, cu toate implicaţiile sale.

În etapa actuală se dispune de o oarecare cantitate de informaţii şi acestea au fost sistematizate pe baza unui sistem uniform. În prezent se află în funcţiune atît instalaţii cu ventile cu mercur cît şi instalaţii cu ventile semiconductoare comandate (tiristoare). În principiu se pune problema fiabilităţii reţelelor de curent alternativ la apariţia defectelor în liniile de curent continuu şi în staţie de conversiuni a energiei. Se constată în continuare aprinderi inverse în ventilele cu mercur ca şi defecţiuni în grupurile semiconductoare. Protecţia împotriva supratensiunilor s-a perfecţionat prin utilizarea descărcătoarelor auto extinctoare şi prin folosirea înregistratoarelor de descărcare.

Costul filtrelor de curent alternativ constituie o parte importantă a staţiei de conversie. De acea armonicele admisibile în reţeaua de curent alternativ rămîne o chestiune actuală iar în cadrul comitetului de studii 14 s-a format o grupă de lucru pentru a studia problema filtrelor şi a compensării de putere reactivă.

Alte rapoarte şi discuţii au tratat, în continuare, studierea funcţionării noilor staţii puse în serviciu, concepţia şi încercarea ventilelor, comanda şi protecţia instalaţiilor de curent continuu.

Gh. Hortopan

Tîrgul Internațional de la Brno 8—17 septembrie 1972

Orașul tîrgurilor — Brno, ca în fiecare an, a găzduit și în această toamnă Tîrgul Internațional de construcții de mașini care a înregistrat cea de-a 14-a ediție a sa.

La inaugurarea oficială a acestei ediții a tîrgului din Brno au participat Gustav Husac — secretar general al C.C. al P.C. din Cehoslovacia, Lubomir Strougal — președintele guvernului federal, și alți reprezentanți ai conducerii de partid și de stat.

Din partea țării noastre au fost de față Gheorghe Rădulescu — membru al Comitetului Executiv al Prezidiului Permanent al C.C. al P.C.R., vicepreședinte al Consiliului de Miniștri, Teodor Haș — ambasadorul României la Praga, Marin Ceaușescu — directorul pavilionului românesc, Nicolae Andrei — șeful agenției comerciale române din Praga.

Brno, atît de cunoscut în lumea comercianților a fost din nou centrul de atracție al producătorilor și comercianților din întreaga lume, pentru o perioadă de 10 zile, timp în care peste 1600 expozanți din 29 de țări din Europa și de peste Ocean și-au prezentat produsele pe o suprafață de expunere de 73 000 m² în paviloane și 76 000 m² în aer liber.

Organizatorii tîrgului de la Brno, ca și la celelalte ediții, au căutat să întrunească în concepția acestui tîrg calitățile unui tîrg modern dispunînd, pe grupe mari de produse, corespunzătoare principalelor ramuri industriale, în pavilioane sau în aer liber, toate exponatele aparținînd diferitelor

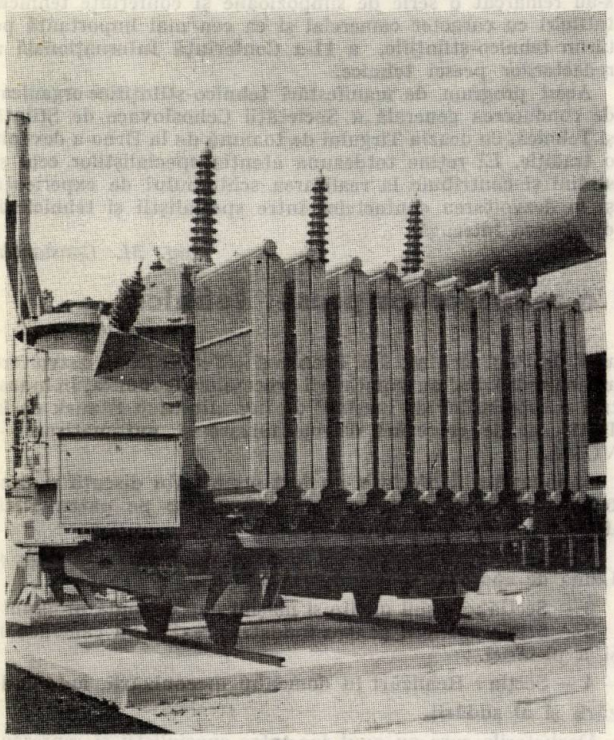


Fig. 1.

firme producătoare prezente la tîrg. În felul acesta vizitatorii au avut posibilitatea să aprecieze și să compare nivelul tehnic și calitativ al produselor realizate în țările participante și să cunoască totodată nivelul tehnic atins de producția industrială într-un sector oarecare pe plan mondial.

Astfel, produsele expuse la ediția din acest an a tîrgului de construcții de mașini din Brno au fost încadrate în 12 grupe mari de produse și anume:

1 — mașini-unelte;
2 — instalații pentru industria minieră și de extracție;
3 — mașini și instalații pentru industria chimică și alimentară, instalații frigorifice;
4 — mașini și instalații pentru industria textilă;
5 — mașini și instalații pentru industria poligrafică;
6 — mașini de birou, ordinatoare;
7 — instalații pentru tehnica aerului, pompe, motoare diesel, sisteme de comandă și de transmisie;
8 — echipamente energetice și pentru electrotehnica curenților tari; echipamente electrotehnice pentru curenți slabi, pentru măsură și reglaj;

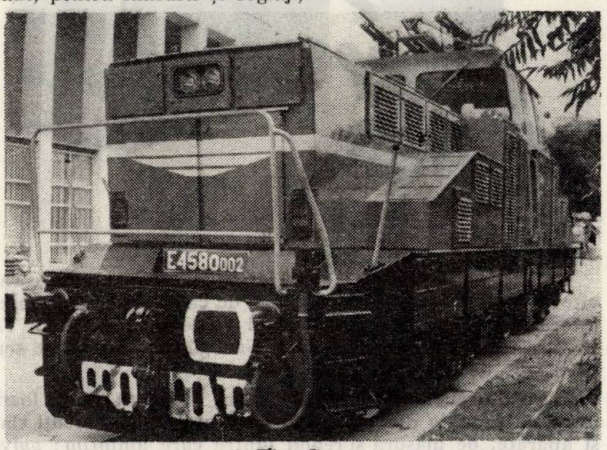


Fig. 2.

9 — aparatură nucleară, medicală și de laborator;
10 — mașini și instalații de transport și de construcție;
11 — tractoare și mașini agricole;
12 — materii prime și produse semifabricate.

În aceste 12 grupe mari de produse au fost repartizate toate exponatele aparținînd tuturor țărilor participante atît socialiste cît și capitaliste.

Țara gazdă a fost reprezentată de 24 organizații de comerț exterior cu un sortiment bogat de exponate ocupînd un loc de frunte între produsele prezentate de celelalte țări. Dintre aceste organizații, amintim în continuare pe cele care au prezentat produse care interesează domeniul electrotehnic și al construcțiilor de mașini: Intersigma, Merkuria, Motokov, Progoinvest, Strojexport, Strojimport, Skodaexport, Zavody Silnoproude Elektrotechniky.

Vom prezenta pe scurt cîteva din exponatele acestor întreprinderi.

SKODAEXPORT — expozant tradiționalde mașini și instalații din domeniul energiei electrice, nucleare, al construcțiilor de mașini și al materialelor de transport cu un program complex de fabricație din care prezentăm alăturat transformatorul trifazat de reglare, în ulei, de 40MVA (fig. 1) și locomotiva electrică de mnevră SKODA 33 E (fig. 2).

PRAGOINVEST — a prezentat în acest an peste 150 de produse repartizate în 7 standuri:

Dintre acestea amintim: grupa motoarelor diesel-electrice 12 V 27,5 A 4S 1650 kVA care se remarcă printr-un randament ridicat și sporirea duratei de funcționare și ca o noutate importantă grupa motoarelor diesel-electrice NO BREAK de 48 kVA.

Pentru prima oară, vizitatorii au putut întîlni și aprecia printre produsele expuse de această întreprindere, instalația frigorifică pentru produse agricole CHZPM. Pragoinvest a expus, de asemenea și în domeniul foarte modern al semiconductoarelor ca: tiristorul de putere T400 care poate concura produsele similare ale celor mai renumite firme străine în acest domeniu. Pe suprafața neacoperită această întreprindere a expus locomotivele CKD și CME 3.

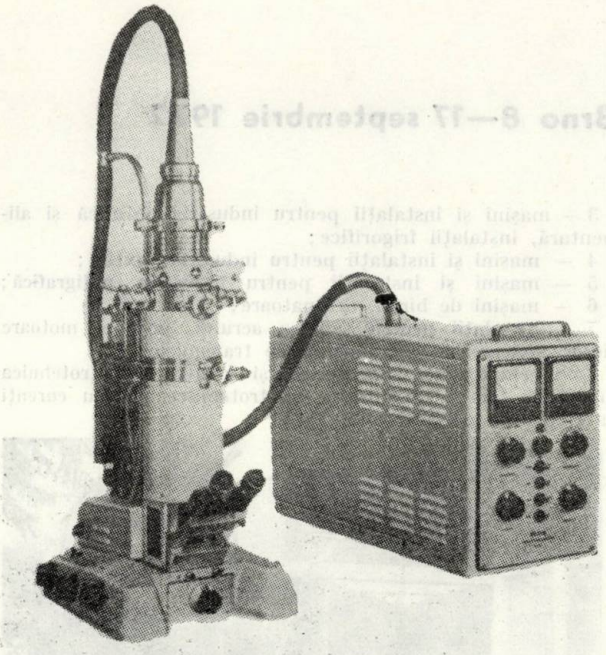


Fig. 3.

KOVO — prezentă cu o gamă largă de produse printre care cîteva noutăţi în domeniul tehnicii de calcul cum ar fi calculatorul ZPA 6000/20, calculatorul analogic MEDA 42 TA. Printre exponatele acestei firme s-au găsit şi maşini de scris „Consul" de calculat „Nisa" etc.

Această firmă a fost prezentă la tîrg şi cu un număr foarte mare de produse din domeniul electrotehnic — curenţi slabi şi aparate, de măsură şi reglaj dintre care amintim: galvanometrul MG5; contoare; watmetre; un autotransformator de reglare; un regulator de viteze cu tiristoare şi un convertizor cu tiristoare; microscopul electronis BS 241 E cu o putere de rezoluţie de 25A° şi un coeficient de mărire de 1000—30.000 (fig.3)

ZAVODY SILNOPROUDE ELEKTROTECHNIKY — a prezentat maşini electrice rotative, transformatoare, cabluri, conductoare, materiale izolante, porţelanuri electrotehnice, aparatură electronică. Printre cele mai interesante produse ale acestei întreprinderi au figurat sistemul de comandă cu tiristoare tip 3 UTJ2, seria de motoare asincrone tip 4A şi Z 22 etc.

Nivelul şi amploarea participării industriei cehoslovace la acest tîrg au fost apreciate de specialişti şi au impresionat plăcut pe toţi vizitatorii tîrgului.

Ţara noastră reprezentată de 12 întreprinderi de comerţ exterior a prezentat, pe o suprafaţă de 1000 m², o gamă variată (circa 80 de produse) de maşini unelte, aparatură electronică, mijloace de transport, utilaje pentru construcţii maşini agricole, motoare, diverse alte aparate şi utilaje.

Prezentăm în continuare cîteva dintre exponatele ţării noastre la tîrgul din Brno din acest an din domeniul electrotehnic şi electronic: elementele de automatizare produse de FEA — Bucureşti cu multiple întrebuinţări cum ar fi măsurarea, controlul şi reglarea diferiţilor parametri ca temperatură, presiune, umiditate, debit, concentraţie; maşina de calculat Felix CE—33; motoare diesel şi convertizoare de sudură de diverse tipuri produse de Uzina de maşini electrice — Bucureşti.

Standurile româneşti au atras încă din prima zi atenţia vizitatorilor. Aprecieri deosebite au întrunit maşinile unelte tractoarele de 45 şi 65 CP, realizate în mai multe variante excavatoarele, autoturismul „Dacia 1300", elementele de automatizare, motoarele electrice de diferite puteri, mijloacele de transport.

Tîrgul de la Brno din toamna acestui an a obţinut fără îndoială, ca toate manifestările de acest gen, rezultate importante pe linia extinderii colaborării între ţările socialiste, între ţările capitaliste, între toate ţările lumii, în interesul păcii şi progresului.

Între manifestările care s-au desfăşurat cu ocazia tîrgului s-au remarcat o serie de simpozioane şi conferinţe tehnice, întîlniri cu caracter comercial şi ca cea mai importantă pe tărîm tehnico-ştiinţific, a 11-a Conferinţă Internaţională a redactorilor presei tehnice.

Acest program de manifestări tehnico-ştiinţifice organizat de conducerea generală a Societăţii Cehoslovace de Ştiinţă şi Tehnică, cu ocazia Tîrgului de toamnă de la Brno a devenit o tradiţie. El reţine totdeauna atenţia specialiştilor cehi şi străini şi contribuie la realizarea schimbului de experienţă şi la dezvoltarea contactelor între specialiştii şi tehnicienii din lumea întreagă.

Ing. *M. Constantin*

A 11-a Conferinţă Internaţională a redactorilor presei tehnice

Cu două zile înainte de inaugurarea Tîrgului Internaţional de la Brno din acest an, pentru a 11-a oară, s-au întrunit redactorii periodicelor tehnice în Conferinţa care în decursul anilor a devenit o parte inseparabilă a acestui tîrg.

Organizată pentru prima oară în 1962, Conferinţa a dezbătut întotdeauna problemele care interesează înainte de toate pe reprezentanţii presei tehnice şi anume:

— importanţa presei de specialitate pentru dezvoltarea tehnicii mondiale;

— rolul presei tehnice în dezvoltarea colaborării ştiinţifice şi tehnice internaţionale;

— contribuţia presei tehnice în dezvoltarea comerţului internaţional;

— influenţa ştiinţei şi tehnicii în dezvoltarea societăţii umane;

— 25 de ani de construcţii mecanice în Cehoslovacia.

Aceste conferinţe internaţionale au ca scop final crearea condiţiilor de colaborare între reprezentanţii presei tehnice de specialitate, realizarea schimbului de experienţă, de informaţii şi articole etc.

Cea de a 11-a Conferinţă a redactorilor presei tehnice care a fost organizată în acest an în zilele de 6 şi 7 septembrie, cu două zile înainte de deschiderea tîrgului de construcţii mecanice de la Brno, a avut următorul program de desfăşurare a lucrărilor.

În prima zi s-au susţinut conferinţele: „Tendinţe şi probleme ale dezvoltării construcţiilor de maşini în viitorii 15 ani" de Prof. dr. ing. Fr. Brabec şi „Tendinţe de dezvoltare ale mecanizării şi automatizării proceselor de montaj în industria construcţiilor de maşini" de ing. Jindrich Stanek de la Institutul de cercetări de mecanizare şi automatizare — VUMA.

A doua zi a conferinţei au fost organizate discuţii şi dezbateri pe marginea unor teme repartizate pe patru secţii de specialitate şi anume:

1 — Secţia: Electronica şi tehnica de calcul. TESLA şi Uzina de aparataj şi automatizări;

2 — Secţia: Maşini unelte şi maşini cu comandă program;

3 — Secţia: Maşini pentru industria textilă, a cauciucului şi a pielăriei.

4 — Secţia: Realizări în domeniul mecanizării, automatizării şi al sudării.

Dezbaterile care au avut loc între specialiştii şi reprezentanţii presei tehnice în cadrul acestor secţii cît şi în prima zi a conferinţei au contribuit la realizarea schimburilor de experienţă, la cunoaşterea nivelului tehnic al principalelor ramuri ale industriei cehoslovace la realizarea unor contacte rodnice între participanţi şi la adîncirea relaţiilor de colaborare pe tărîm tehnico-ştiinţific între toate ţările lumii.

Brno — al doilea mare oraş al Cehoslovaciei este deci nu numai un oraş al tîrgurilor ci şi un punct de întîlnire intenaţional al redactorilor presei tehnice.

M.C.

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

daro Soemtron

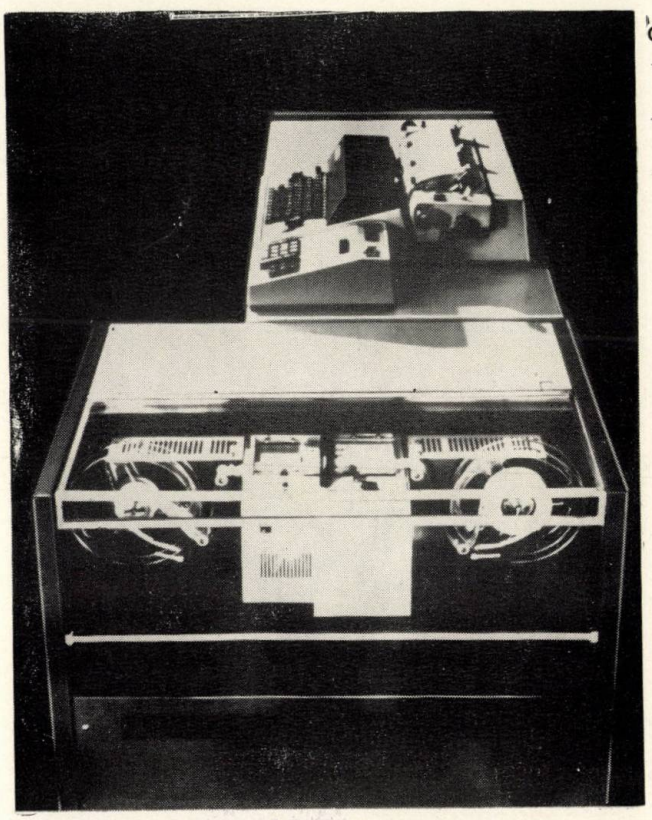
ÎN PRIMUL RÎND O IMAGINE PLĂCUTĂ UN PRIM CONTACT CU ASPECTUL!

După aceea analiza înaintează și se ajunge la cunoașterea caracteristicilor și avantajelor daro-Soemtron 1320 rezolvă probleme care apar mai ales la recepționarea primară, prelucrarea și înscrierea datelor pe cartele speciale folosibile la mașini.
Un avantaj al daro-Soemtron 1320 — rezolvă problemele rapid, sigur și cu precizie.
Imprimarea informației pe bandă perforată (codificat într-un cod cu 6 sau 7 bits de lucru cît și un bit de control) în același timp cu operația de calcul cît și de tipărirea de formulare fac parte din sarcinile de bază.
Afară de aceasta, datele se asigură prin controlul capacității, controlul cifric, calcularea de semne de control, control optic și semnalizare.

daro-Soemtron 1230 — o afacere sigură
Vă rugăm să solicitați documentație suplimentară.

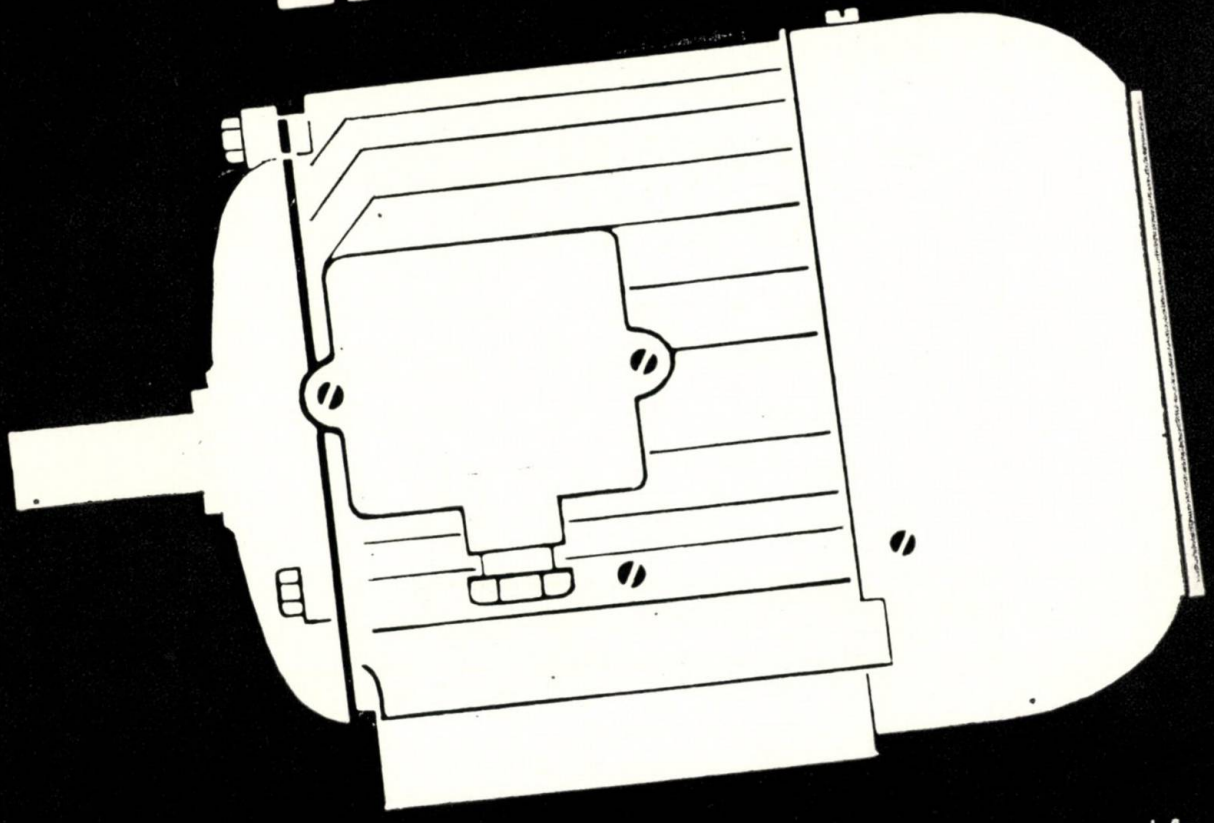
bme

BÜROMASCHINEN EXPORT
GmbH Berlin RDG — 108
Berlin Friedrichstrasse 61
Republica Democrată Germană



Caracteristici de bază
- introducerea a maximum 25 semne/secundă
- elaborare 12 semne/secundă
- dispozitiv de memorizare 4, memorie cu miez de ferită cu cîte 11 poziții plus indicii.
- matriței de bandă perforată-codificarea canalului-8
- viteza 50 semne/secundă.

Electroimpex



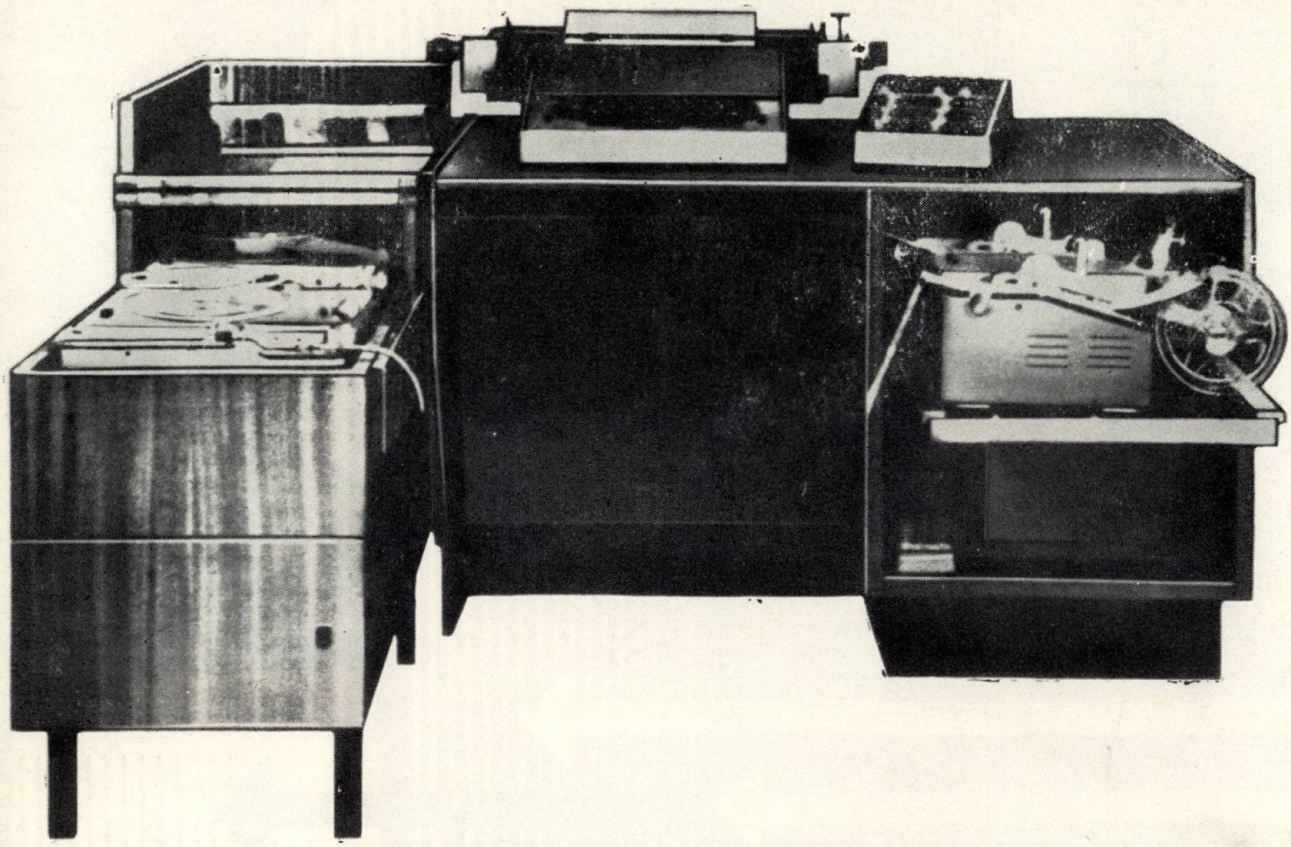
Electromotoare — asincrone de curent trifazat cu rotorul în scurt circuit, tip AO, AO—2 și AOP, complet închise, pentru 220/380 sau 380/660 V, 50 Hz. Au un randament de 0,37—100 kW și o turație sincronă de 750, 1500 și 3000 rot/min.

Electromotoare — asincrone de curent monofazat, tip EO, EOPK și EOBC, cu un randament de 0,18 — 1,1 kW și o turație de 1500 și 3000 rot/min.

Aceste electromotoare se remarcă prin proprietățile lor tehnice și electrice deosebite ca și prin siguranța lor, în funcționare.

Exportator : Intreprinderea de Comerț Exterior ELEKTROIMPEX — BULGARIA
Sofia, str. G. Washington, nr. 17 • Telefon : 88.49.91 • Telex : 575

PUBLICOM



daro Optima

ORGANIZARE ȘI SCRIERE AUTOMATĂ

Automatele de organizare daro—Optima 528 scriu textele de nenumărate ori și rezolvă astfel probleme de organizare.

Ele transpun informații alfanumerice pe benzi sau pe cartele perforate și pot să le citească și să le scrie concomitent chiar dacă este vorba de formulare complicate.

Dar cînd este vorba de date variabile ?

Se înregistrează prin tastare sau prin citire automată.

Deci este vorba de un sistem clar, avantajos pentru utilizatorii care prelucrează în general texte schematice.

Vă rugăm să solicitați documentație suplimentară :

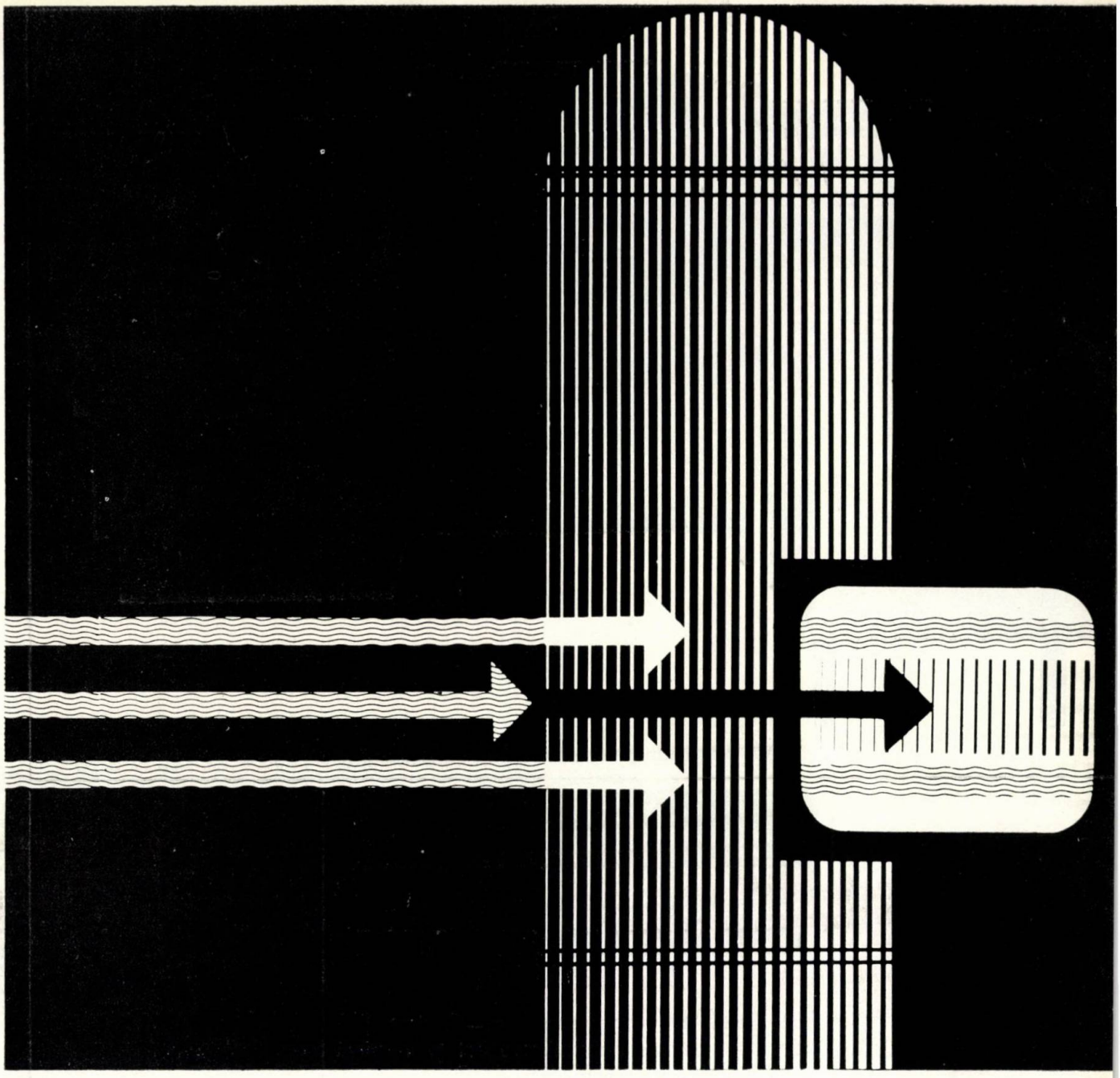
BÜROMASCHINEN-EXPORT
GmbH Berlin R.D.G. — 108
Berlin, Friedrichstrasse 61
Republica Democrată Germană

bme

CARACTERISTICI DE BAZĂ

- 92 de semne
- lungimea carului 32 sau 45 cm
- controlul parității pentru sistemul de perforare și citire
- prelucrarea de benzi perforate cu 8 șiruri, cartele perforate și
- formulare pliate
- secționare 2,6 mm

PUBLICOM



De la aparatul electronic de măsurat pînă la instalația completă de măsurat

RFT

cuprinde programul de producție al firmei RFT-Messelektronik din Republica Democrată Germană. Unul dintre aceste dispozitive este releul universal de radiații VA-T-66. În combinație cu surse de radiații gama se pot monta instalații de semnalizare și de măsurare pentru controlul nivelului în rezervoare, buncăre, silozuri și recipiente de înaltă presiune conținînd materiale concasate (în formă de bulgări) și substanțe agresive sau explozive.

Oferta întreprinderii noastre de comerț exterior cuprinde de asemenea aparatură pentru fizica nucleară, aparate numerice și aparate de măsurat intensitatea cîmpului perturbator, aparatură pentru localizat defecte, aparate de încercare și control pentru energia electrică și de înaltă tensiune, dispozitive de alimentare cu curent, aparate de măsurat pentru telecomunicații, pentru tensiuni electrice și magnetice, pentru măsurarea electrică a mărimilor mecanice și acustice, generatoare, osciloscrafe și aparate de înregistrat.

Serviciul nostru central pentru străinătate „Elektronische Messtechnik Berlin" asigură în 13 țări funcționarea continuă a acestor aparate.

Informații se pot obține prin :

TKB des AHB Elektrotechnik
bei der HPA
Ambasada R.D.G. din R.S.R.
Calea Dorobanților 14
București

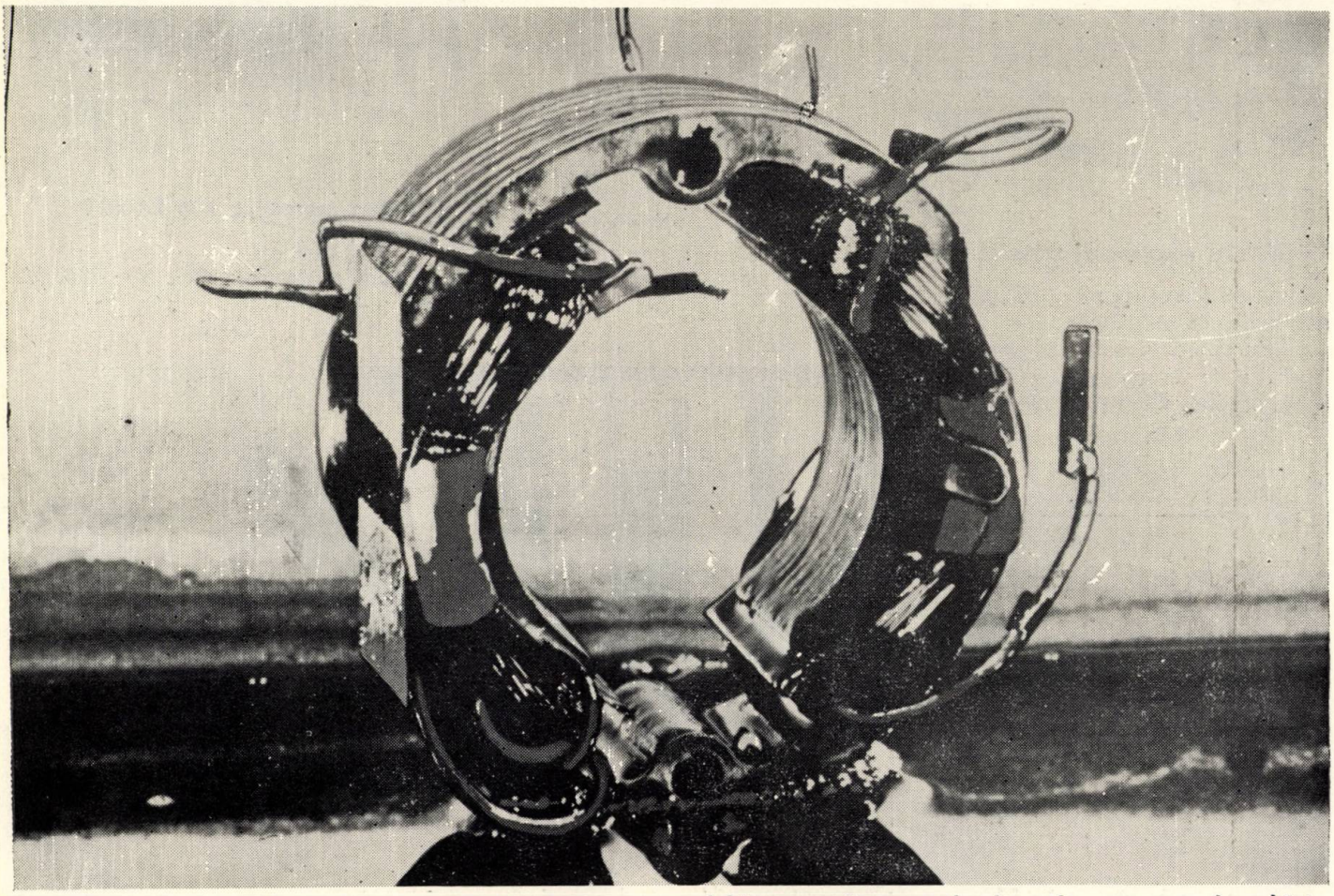
Elektrotechnik

EXPORT-IMPOR

VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB D
DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBL
DDR 102 BERLIN · ALEXANDERPLA
HAUS DER ELEKTROINDUSTR

PUBLICOM

Industria electrotehnică are multe probleme și tesa oferă numeroase soluții.



Benzile de lipit electroizolatoare tesa s-au verificat în fabricarea înfăşurărilor pentru transformatoare ca izolaţie de miez şi ca izolaţie intermediară, la lipirea straturilor de bobinaj, ca bandaje de capăt la bobine, sau la întărirea marginilor căptuşelii crestăturilor. Acestea sînt doar cîteva exemple din vastul domeniu de aplicare în electrotehnică.

Vă rugăm, trimiteţi cuponul alăturat şi veţi primi material informativ detaliat.

Cupon

Dorim să ne informăm în mod gratuit şi fără a ne asuma o obligaţie. Vă rog să ne trimiteţi:

☐ Informaţii amănunţite în legătură cu benzile de lipit electroizolatoare tesa

☐ Cîteva mostre de role (rugăm indicaţi modul de folosire)

☐ O ruletă cu bandă tesa pentru biroul meu

Firma (întreprinderea) _____

Secţia _____

Adresa _____

Decupaţi cuponul, indicaţi cele dorite şi trimiteţi la adresa:

tesa

BEIERSDORF, AG, 2 Hamburg 20, Unnastrasse 48

Republica Federală a Germaniei

INSTITUTUL DE CERCETĂRI ȘI PROIECTĂRI ELECTRONICE — ICE

București, Calea Floreasca, nr. 169, Sectorul 2, telefon 33.12.59

elaborează aparate electronice de măsurări, echipamente de electronică industrială și radiocomunicații, aparate pentru medicină și biologie etc.

Vibrometru electronic tip N 2103

Domeniul de frecvențe : 3 · · ·10 000 Hz
Sensibilitatea la măsurarea :
— accelerației vibrației : 0,1 m/s^2
— vitezei de vibrații : 1 mm/s
— amplitudinii vibrației : 10 μm

Voltmetru numeric tip E0301

Afișare cu 4 cifre
Domeniu de măsurare : 100μ V · · ·1000 V
Precizie : $\pm$ 0,1 %
Timp de măsurare : 300 ms

ICE

Exterfon tip I 4701

Comunicații de telefonie pe fir în sistem simplex
Rețele cu maximum 4 posturi în paralel
Raza de acțiune : 10 km
Recepționarea transmisiei de la difuzor pînă la 100 m

Aceste aparate se execută la Fabrica de aparate electronice de măsură și industriale — FEMI — București, Sectorul 2, Șoseaua Fabrica de Glucoză, nr. 9—11, telefon 33.78.14

UZINA DE MAȘINI ELECTRICE

BUCUREȘTI, STR. HO ȘI MIN, NR. 4, SECTOR 7, TELEFON 31. 52. 20

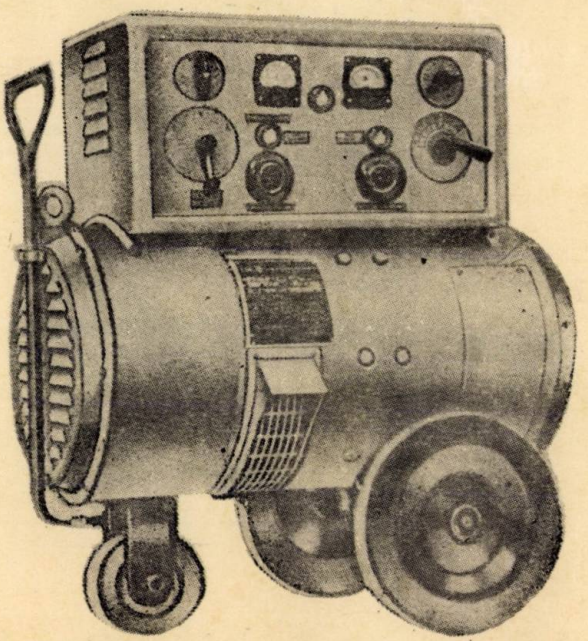
UMEB produce o gamă largă de grupuri de sudură:

CS — 125A, CS — 315A, CS — 3, CS — 350A, CS — 5 — cu motor electric

GST — 350, GST — 500A — cu motor termic.

Grupuri cu caracteristici dinamice superioare asigurînd o stabilitate excelentă în întregul domeniu de reglaj

- Ușoară amorsare a arcului electric
- Comutație ușoară a domeniului de reglare
- Reglaj fin și precis al domeniului de sudare
- Posibilitatea utilizării oricărui tip de electrod și a sudării manuale și automate



CONVERTIZOR DE SUDURĂ TIP CS 350 A

Curenți de sudare	Regim de sudare		
	DA = 35%	DA = 60%	DA = 100%
	370 A	315 A	245 A

Domeniul de reglaj: 50 — 370 A

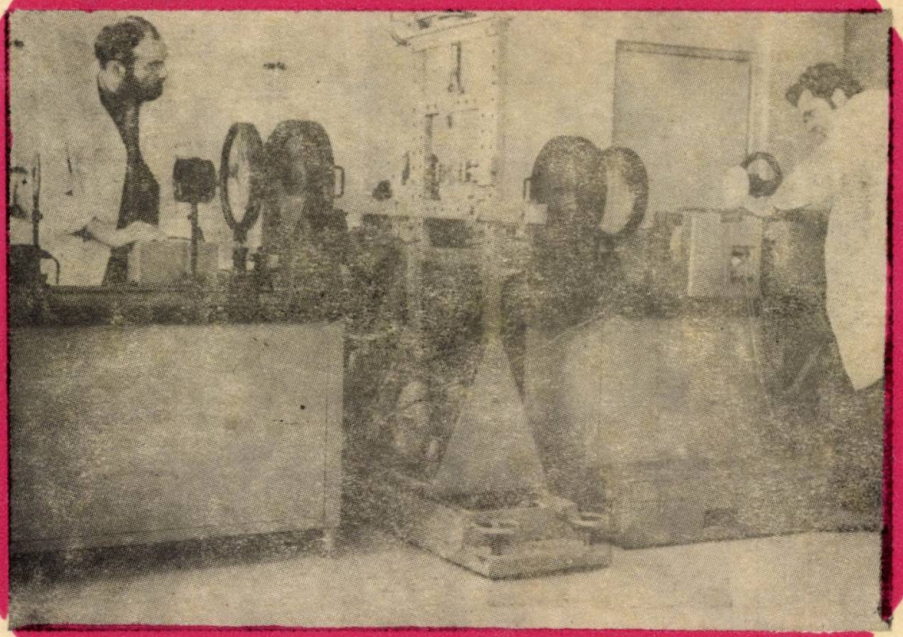
Utilizabil pentru suduri cu electrozi de Ø 2 — Ø 8 mm, prezintă posibilitatea comenzii de la distanță a convertizorului.

UMEB

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

Institut decorat cu ordinul muncii clasa I

1973 JAN 15



Intenţionaţi desigur să vă diversificaţi produsele pe care le fabricaţi, pentru a fi tot mai competitive !

Cu siguranţă că vă puneţi problema caracterizării unor materiale pe care le utilizaţi în producţie, pe care aţi dori poate să le înlocuiţi cu altele mai bune sau mai ieftine !

Poate nu vă este indiferentă calitatea şi fiabilitatea produselor dvs., doriţi standuri şi metode de încercări care să vă dea, în orice moment, indicaţii asupra nivelului tehnic la care aţi ajuns cu produsele !

Exportaţi produse. Vreţi să ştiţi ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizaţi să reziste corect la climatele cele mai diferite ?

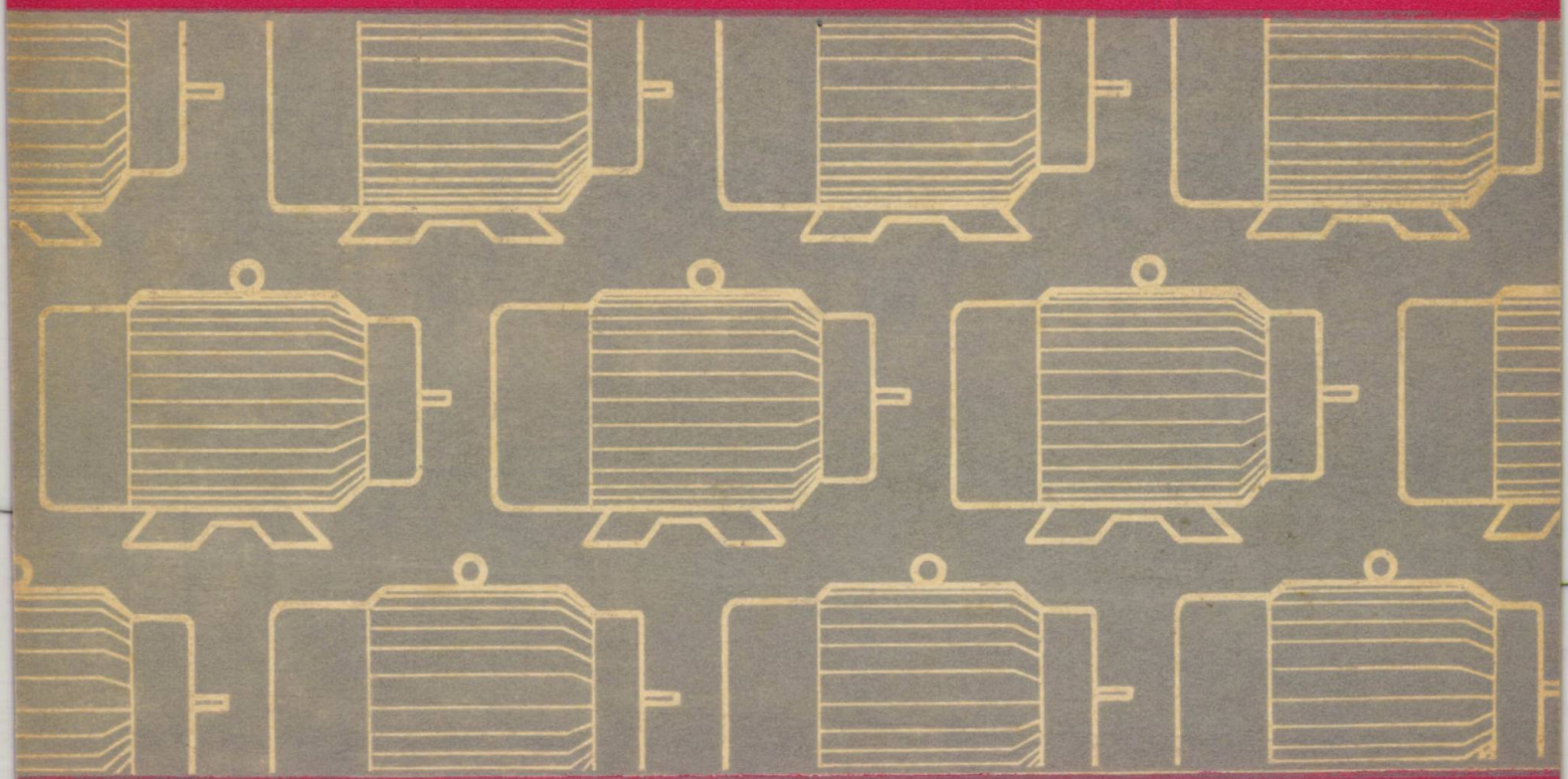
La toate aceste întrebări ca şi la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare şi Proiectare pentru Industria Electrotehnică (ICPE) care în această perioadă îşi întocmeşte planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură şi standuri de încercări moderne, specialişti de înaltă calificare, ateliere proprii de construcţii prototipuri, o experienţă de 20 ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteţi să i-o acordaţi.

BUCUREŞTI - BD. T. VLADIMIRESCU Nr. 45-47 - TELEFON: 31.41.00

E 2040

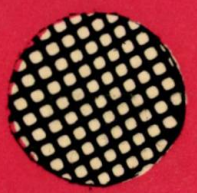
ELECTROTEHNICA

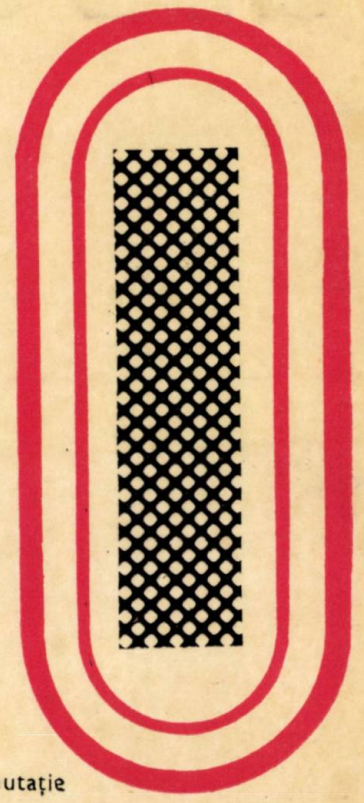


ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 20 • Nr. 12 • DECEMBRIE 1972

12

I.P.R.S. Băneasa





REZISTOARE
- cu peliculă de carbon
- bobinate

TERMISTOARE CERAMICE
- disc
- în capsulă

CONDENSATOARE
- polistiren (tip styroflex)
- poliester metalizat
- hîrtie metalizată
- hîrtie echipament auto
- hîrtie antiparazitare
- hîrtie pentru telefonie

CONDENSATOARE ELECTROLITICE
- normale
- miniatură
- nepolarizate

CONDENSATOARE CERAMICE
- disc
- tubulare
- plachetă
- ajustabile

CABLAJE IMPRIMATE

TRANZISTOARE
- de joasă frecvenţă
- de înaltă frecvenţă şi comutaţie
- de putere

DIODE
- de semnal şi comutaţie
- redresoare
- redresoare pentru curenţi mari
- stabilizatoare de tensiune
- de putere cu siliciu

CIRCUITE INTEGRATE

Întreprinderea de piese radio şi semiconductori Băneasa

STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32 • SECTORUL 2
TELEFON 33.38.30 • TELEX. 011203

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

ELECTROTEHNICA

Anul 20 Nr. 12, pag. 441—480 dec 1972

CUPRINS

Editorial: Industria electrotehnică după 25 de ani de la proclamarea Republicii
Electrotehnica **20**, nr. 12, dec. 1972, p. 441—442

CZ 621.313.32.012.4 :681.322

Nicolaide, A. : **Studiul parametrilor electrici şi al caracteristicilor de funcţionare în asincron a maşinii sincrone cu ajutorul calculatorului electronic numeric.**
Electrotehnica **20**, nr. 12, dec 1972, p. 443—450

Se prezintă o nouă metodă, stabilită de autor, pentru calculul caracteristicilor de funcţionare în asincron a maşinilor sincrone cu înfăşurare de amortizare. De asemenea se studiază dependenţa de frecvenţă a impedanţelor de dispersie echivalente ale înfăşurării de amortizare a maşinii sincrone. Se iau în considerare circuitul electric format de înfăşurarea de excitaţie, circuitele electrice formate de fiecare pereche de bare a înfăşurării de amortizare şi toate cuplajele inductive dintre circuite. Metoda prezentată este în concordanţă cu posibilităţile calculatoarelor electronice de capacitate mare.

CZ 621.313.322.045.34 : 621.314.63.013.3

Măgureanu, R. : **Analiza maşinii sincrone fără contacte cu excitaţie prin inducţie şi redresare utilizînd armonicele tensiunii de alimentare**
Electrotehnica **20**, nr. 12, dec. 1972, p. 451—460

Se prezintă analiza pe un calculator numeric ICL 1904 a regimurilor staţionare ale maşinii sincrone, fără contacte, a cărei excitaţie este obţinută prin redresarea t.e.m. induse în înfăşurarea rotorică de cîmpul armonicelor tensiunii de alimentare, tensiune produsă de un ondulor cu tiristoare standard. Corespunzător celor două diode din circuitul rotoric, patru stări sînt posibile şi ecuaţiile lui Park, implicit modificate. O structură logică permite pentru fiecare pas determinarea setului de ecuaţii de integrat, integrare realizată printr-o metodă numerică Runge — Kutta — Merson. Rezultatele teoretice obţinute au fost în deplină concordanţă cu încercările experimentale justificînd corectitudinea metodei.

CZ 621.316.57.014.31 : 621.314.224

Hortopan, Gh., Hortopan Viorica şi *Truşcă, V.* : **Aspecte noi privind măsurătorile efectuate la încercarea aparatelor electrice de comutaţie.**
Electrotehnica **20**, nr. 12, dec 1972, p. 460—465

Eficacitatea unei camere de stingere poate fi apreciată pe baza măsurătorilor de tensiune şi curent şi prin înregistrarea puterii şi energiei, toate mărimi caracteristice arcului electric de comutaţie.

Perfecţionările aduse şunturilor — compensarea şi adoptarea — ca şi perfecţionările aduse divizoarelor de tensiune, în ce priveşte caracteristica de frecvenţă, permit să se obţină informaţii primare suficient de exacte asupra arcului electric. Aceste informaţii servesc la înregistrarea puterii şi energiei dezvoltate în arcul electric. Se prezintă scheme, dispozitive şi oscilograme care vizează atingerea scopului menţionat.

DIN ACTIVITAREA C.E.I. 466—467

TEZE DE DOCTORAT 467

REFERATE 467—469

CRONICĂ 469—475

SUMAR ANUAL ŞI INDEX ALFABETIC DE AUTORI 476—480

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. PL. ANDRONESCU; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. șt. tehn. A. AVRAMESCU — redactor responsabil; ing. V. BUNEA; ing. V. CIOFU; prof. dr. doc. șt. tehn. V. CORLĂȚEANU; ing. ȘT. GROSU; prof. dr. ing. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. LAZARIDE; dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. M. OPASCHI; ing. A. POPA; prof. ing. CRISTIANA POPESCU; ing. FL. POPOVICI; academician rpof. dr. doc. șt. tehn. ing. R. RĂDULEȚ; ing. R. VLĂDOIANU.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini-Unelte și Electrotehnicii și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, sub îndrumarea științifică a Institutului de cercetare și proiectare pentru industria electrotehnică, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M.G., cu sediul în București, Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon director : 14.62.67. Redacția : București, str. Mândinești nr. 3, sector IV ; telefon secretar general de redacție : 13.90..87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon : 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala sectorului 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi : lei 100 anual ; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri : lei 30 anual. Costul unui exemplar : lei 5. Tiparul : Întreprinderea poligrafică „Informația" București, str. Brezoianu, nr. 23—25, *c. 1971. Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 137/399/1972*

41 400

СОДЕРЖАНИЕ

Передовая

Electrotehnica **20**, nr. 12, дек. 1972, стр. 441

DK 621,313,32.012.4:681,322

Николаиде, А.: **Изучение электрических параметров и характеристик асинхронной работы синхронных машин при помощи электронных вычислительных машин.**

Electrotehnica **20**, nr. 12, дек. 1972, стр. 443–450

Описывается новый метод, установленный автором, для расчета характеристик асинхронной работы синхронных машин с демпферной обмоткой. Изучается также зависимость частоты рассеянных эквивалентных сопротивлений от демпферной обмотки синхронных машин. Принимается во внимание электрическая цепь, образовывается обмоткой возбуждения, электрические цепи, обрзовавшиеся каждой парой стержней демпферующих обмоток и все индуктивные связи между цепями. Представленный метод соответствует возможностям электронных машин средней мощности.

DK 621 313.322.045.34–621.314.63.013.3

Мэгуряну, Р.: **Анализ синхронной бесконтактной машины с индукционным возбуждением и выпрямлением, применяя гармоники питающего напряжения.**

Electrotehnica **20**, nr. 12, дек. 1972, стр. 451–460

Приводится анализ на цифровой вычислительной машине ICL-1904 установившихся режимов бесконтактной синхронной машины, возбуждение которой достигается путем выпрямления, введенного в роторную обмотку поля гармоник питающего напряжения, причем это напряжение создано ондулятором со стандартными тиристорами.

Соответственно двум диодам в роторной цепи, возможны четыре состояния и уравнения Парка, с необходимыми изменениями. Логическая структура позволяет для каждого шага определять комплексы интегральных уравнений; интегрирование осуществляется числовым методом

Полученные теоретические результаты полностью соответствовали экспериментальным испытаниям, подтверждая правильность метода.

D.K.621.316.57.014.31:621.314.224

Хортопан, Г., Хортопан, Виорика, и *Трушкэ, В.:* **Новые аспекты измерений, проведенных при испытании электрической коммутационной аппаратуры.**

Electrotehnica **20**, nr. 12, дек. 1972, стр. 460–465

Эффективность гасительной камеры можно определить на основе измерения напряжения и тока, и путем записи мощности и энергии, все величины, характерные для электрической коммутационной дуги.

Усовершенствования, внесенные в работу шунтов — компенсация и адаптация, а также усовершенствование делителей напряжения, в отношении частотной характеристики, позволяют получить первичные информации достаточно точные об электрической дуге. Эти информации служат для записи мощности и энергии, развиваемые в электрической дуге.

Приводятся схемы, приспособления и осцилограммы, свидетельствующе о достигнутых результатах.

ИЗ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ С.Е.Л. 466–467

ДОКТОРСКИЕ ДИССЕРТАЦИИ 467

ДОКЛАДЫ 467–499

ХРОНИКА 469–475

СОДЕРЖАНИЕ СТАТЕЙ ЗА 1972 ГОД И

АЛФАВИТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ АВТОРОВ 476–480

INHALTSVERZEICHNIS

Vorwort

Electrotehnica **20**, H. 12, Dez. 1972. S. 441

DK 621.313,32.012.4 : 681.322

Nicolaide, A. : **Untersuchung der elektrischen Parameter und der Kennlinien des Asynchronbetriebs der Synchronmaschinen mitels des Digitalrechners**

Electrotehnica **20**, H. 12, Dez. 1972, S. 443–350

Es wird eine neue, vom Verfasser ausgearbeitete Methode für die Berechnung der Kennlinien des asynchronen Betriebs von Synchronmaschinen mit Dämpfungswicklung dargelegt. Desgleichen wird die Frequenzabhängigkeit der Equivalente Streuungsimpedanz der Dämpfungswicklung der Synchronmaschine untersucht. Der Verfasser analysiert dabei auch den, von der Erregerwicklung erzeugten Stromkreis, die von jedem Stäbepaar der Dämpfungswicklung gebildeten Stromkreise und alle Induktionskopplungen zwischen den Kreisen. Die dargelegte Methode kann, bei Verwendung mittlerer Elektronenrechner angewandt werden.

DK 621.313.322.045.34 :.621.314.63.013.3.

Măgureanu, R. : **Analyse der kontaktlosen Synchronmaschine mit Induktionserregung und Gleichrichtung durch Verwendung der Oberschwingung der Speisespannung**

Electrotehnica **20**, H. 10, Okt. 1972, S. 451–460

Mit Hilfe eines Digitalrechners ICL 1904 wird der Dauerzustand einer kontaktlosen Synchronmaschine analysiert, deren Erregung durch die Gleichrichtung der elektromagnetischen Spannung erzielt wird. Diese Spannung wird vom Feld der Oberschwingung der Speisespannung in der Läuferwicklung induziert und von einem Undulator mit Standard-Thyristoren erzeugt. Entsprechend der beiden Dioden im Rotorkreis sind vier Zustände möglich und die Parkschen Gleichungen demzufolge abgeändert. Eine logische Struktur ermöglicht für jede Stufe die Ermittlung des zu integrierenden Gleichungssets, eine Integration, die durch eine Berechnungsmethode Runge — Kutta — Merson erzielt wird. Die erzielten theoretischen Ergebnisse stimmen mit den Ergebnissen der Versuche vollkommen überein und bestätigen die Richtigkeit der Methode.

DK 621.316.57.014.31 : 621.314.224

Hortopan, Gh., Hortopan Viorica und *Trușcă, V.* : **Neue Aspekte in bezug auf die Messungen beim Testen der elektrischen Umschaltgeräte**

Electrotehnica **20**, H. 12, 1972, S. 460–465

Die Wirksamkeit einer Löschkammer kann aufgrund der Spannungs-und Strommessungen und durch die Aufzeichnung der Kraft und Energie, charakteristische Grössen des Schaltlichtbogens, bewertet werden.

Vervollkommnungen an den Nebenschlüssen — Kompensierung und Anpassung — wie auch die Vervollkommnungen an Spannungsteilern, im Hinblick auf die Frequenzcharakteristik, ermöglichen das Erzielen hinreichend genauer Primärinformationen über den Lichtbogen. Diese Informationen dienen zur Aufzeichnung der, im Lichtbogen entwickelten Kraft und Energie. Es werden Schaltungen, Vorrichtungen und Oszillogramme die diesem Zweck dienen, dargelegt.

AUS DER TÄTIGKEIT DER INTERNATIONALEN KOMMISSION FÜR ELEKTROTECHNIK 466–467

DISSERTATIONEN 467

REFERATE 467–469

CHRONIK 469–475

JAHRESVERZEICHNIS UND ALPHABETISCHES AUTORENVERZEICHNIS 476–480

CONTENTS

Editorial

Electrotehnica **20**, No. 12, dec 1972, p. 441

DC 621.313.32.012.4 : 681.322

Nicolaide, A. : **Study of the electrical parameters and asynchronous operation features of synchronous machines by means of digital computers.**

Electrotehnica **20**, No. 12, dec 1972, p. 443–450

The author presents a new self-devised method of calculating the asynchronous operation features of synchronous machines with damping winding.

He studies also the dependance on frequency of the equivalent dispersion impedances of the damping winding of the synchronous machine. In doing this, the author takes into account the electric circuit of the field winding, the electric circuits of each pair of damping winding bars and all flux linkages between circuits.

The presented method lies within the capability of medium capacity electronic computers.

DC 621.313.322.045.34 :621.314.63.031.3

Măgureanu, R.: **Analysis of a contactless synchronous machine whose excitation is achieved by the rectification of the supply voltage harmonics.**

Electrotehnica **20**, No. 12, dec 1972, p. 451–460

The paper presents the analysis carried out with an ICL 1904 digital computer of the steady-state conditions of a contactless synchronous machine whose excitation is secured by the supply voltage harmonics, induced in the rotor winding by the field of supply voltage harmonics ; voltage produced by an inverter equipped with standard thyristors. There are four possible states corresponding to the two diodes of the rotor circuit, Park's equations being implicity altered. A logical structure permits to determine the set of equations to be integrated, integration achieved by a Runge—Kutta — Merson digital method. The theoretical results entirely concordant with the experimental tests confirm the correctness of the method.

DC 621.316.57.014.31 :621.314.224

Hortopan, Gh., Hortopan Viorica and Trușcă, V. : **New aspects of the measurements carried out in testing switch apparatus.**

Electrotehnica **20**, No. 12, dec 1972, p. 460–465

The efficacy of an arc chute can be appreciated by means of voltage and current measurements and by power and energy recordings — characteristic variables of the commutation electric arc.

The improvement of shunts — compensation and adaptation — as well as the improvement of voltage dividers, regarding the frequency characteristic, enable to get sufficiently accurate primary information on the electric arc. This information makes possible the recording of the power and energy developed within the electric arc. The paper presents diagrams, devices and oscillograms helping to attain this target.

NEWS FROM THE C.E.I. 466–467

DOCTOR'S THESES 467

REPORTS 467–469

CHRONICLE 469–475

ANNUAL CONTENT AND ALPHABETICAL AUTHORS INDEX 476–480

SOMMAIRE

Editorial

Electrotehnica **20**, no. 12, dec. 1972, p. 441

CD 621.313.32.012.4 :681.322

Nicolaide, A. : **L'étude des paramèters électriques et des caractéristiques de fonctionnement en asynchrone de la machine synchrone, à l'aide du calculateur électronique numérique.**

Electrotehnica **20**, nr. 12, dec. 1972, p. 443–450

On présente une nouvelle méthode, établie par l'auteur, pour le calcul des caractéristiques de fonctionnement en asynchrone des machines synchrones à enroulement amortisseur. On étudie de même la dépendance de fréquence des impédances de dispersion équivalentes de l'enroulement amortisseur de la machine synchrone. A cette fin, on considère le circuit électrique formé par l'enroulement d'excitation, les circuits électriques formés par chaque paire de barres de l'enroulement amortisseur et tous les couplages inductifs entre les circuits. La méthode présentée concorde avec les possibilités des calculateurs électroniques de capacité moyenne.

CD 621.313.322.045.34 :621.314.63.013.3

Măgureanu, R. : **L'analyse de la machine synchrone sans contacts à excitation par induction et à redressement utilisant les harmoniques de la tension d'alimentation.**

Electrotehnica **20**, nr. 10, oct. 1972, p. 451–460

On présente l'analyse, sur un calculateur numérique ICL 1904, des régimes stationnaires de la machine synchrone, sans contacts, dont l'excitation s'obtient par le redressement t.e.m. induit dans l'enroulement du rotor par le champ des harmoniques de la tension d'alimentation, tension produite par un onduleur à thyristors standard. Correspondant aux deux diodes du circuit du rotor, quatre états sont possibles ainsi que les équations de Park, implicitement modifiées. Une structure logique permet, pour chaque, la détermination du set d'équations qui doivent être intégrées, intégration qui est réalisée par une méthode numérique Runge — Kutta — Merson. Les résultats théoriques obtenus ont été parfaitement concordants avec les essais expérimentaux, ce qui justifie la l'exactitude de la méthode.

CD 621.316.57.014.31 :621.314.224

Hortopan, Gh., Hortopan Viorica et *Trușcă, V.* : **Nouveaux aspects concernant les mesurements effectués lors des essais des appareils de commutation.**

Electrotehnica **20**, nr. 12, dec. 1972, p. 460–465

L'efficacité d'une chambre d'extinction peut être appréciée à base des mesurements de la tension et du courant ainsi que par l'enregistrement de la puissance et de l'énergie, toutes ces valeurs étant des caractéristiques de l'arc électrique de commutation.

Les perfectionnements que l'on a fait aux shunts la compensation et l'adaptation, ainsi que les perfectionnements exécutés pour les diviseurs de tension, en ce qui concerne la caractéristique de fréquence, permettent d'obtenir des informations primaires suffisamment exactes, sur l'arc électrique. Ces informations servent pour l'enregistrement de la puissance et de l'énergie développées dans l'arc électrique. On présente des schémas, des dispositifs et des oscillogrammes qui visent à atteindre le but mentionné.

DE L'ACTIVITÉ DU C.E.I. 466–467

THÈSES DE DOCTORAT 467

RÉFÉRATS 467–469

CHRONIQUE 469–475

SOMMAIRE ANNUEL ET INDEX ALPHABÉTIQUE D'AUTEURS 476–480

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.3 ELECTROTEHNICA GENERALĂ

CZ 621.3.015.51.001.24

Mantrov, I. M. **Calculul tensiunii de străpungere a izolației conductorilor în cazul arcului termic.** În : Electricestvo nr. 2 1972, p. 78—81, 1 tab., 1 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.3.019.3 : 621.311.4 : 621.33

Lapteva, I. T. **Siguranța în funcționare a sistemelor de comandă și protecție a convertoarelor din substațiile de tracțiune.** În : Elektricestvo nr. 2, 1972, p. 30—36, 4 fig., 4 ref. bibl.

CZ 621.3.048

Svi, P. M. **Măsurări de exploatare asupra descărcărilor parțiale în transformatoarele de putere.** În : Elektricestvo nr. 2, 1972, p. 63—66, 7 ref. bibl.

CZ 621.3.066.6 : 620.193.1.001.24

Belkin, S. **Metodica de calcul a eroziunii contactelor de curenți mari datorită arcului electric.** În : Elektricestvo nr. 1, 1972, p. 61—65, 3 tabl., 2 fig., 18 ref. bibl.

CZ 621.313

MAȘINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ȘI ALTERNATIV. GENERATOARE. MOTOARE.

CZ 621.313.32

Böning, W. și *Musil, R.* **Oscilații libere de rotații ca problemă de valori proprii a mașinii sincrone.** În : Elektrotech Z (ETZ—A) 93, nr. 1, 1972, p. 27—31, 4 fig., 1 tabl., 15 ref. bibl.

CZ 621.313.323.

Gentile, P. și *Pagano, E.* **Motoare sincrone alimentate prin convertizor static de frecvență.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **93**, nr. 1, p. 21—26, 10 fig., 2 tabl., 2 ref. bibl.

CZ. 621.313.322. : 538.26 : 621.3.016.32

Dombrovski, V. V. și *Somalovik, V. S.* **Estimarea efectului saturației circuitului magnetic al generatorului în calculul stabilității regimului de lucru în paralel :** În : Elektricestvo, nr. 1, 1972, p. 9—13, 4 fig., 2 tabl., 3 ref. bibl.

CZ 621.313.322 : 620.91

Sipailov, A. G. și *Loas, V. A.* **Utilizarea generatoarelor forțate pentru cercetări fizice.** În : Elektricestvo nr. 1, 1972, p. 52—56, 3 fig., 6 ref. bibl.

CZ 621.313.33.39

Weh, H., Grumbkow, P., Masebach, H. **Forțe perpendiculare în sensul de mișcare în motoarele asincrone liniare.** În : Elektrotech. Z (ETZ—A) 93, nr. 1, 1972, p. 1—7, 15 fig., 8 ref. bibl.

CZ 621.313.333.1.69

Safacas, A. **Calculul mărimilor electromagnetice a unei mașini asincrone, cu inele și cu redresorul înserat într-un circuit rotor.** În : Elektritech Z (ETZ—A) **93**, nr. 1, 1972, p. 16—20, 11 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.314

TRANSFORMAREA ENERGIEI ELECTRICE. TRANSFORMATOARE. CONVERTIZOARE. REDRESOARE. COMUTATRICE.

CZ 621.314.224 : 621.3.018.782.3

Padgorny, V. E. și *Bogdan, V. A.* **Caracteristici integrale de curent pentru transformatoarele de curent în regimuri tranzitorii.** În : Elektricestvo nr. 1, 1972, p. 18—25, 6 tabl., 8 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.314.572

Adamia, G. G. și *Chvanov, A. V.* **Posibilități de simetrizare a unui sistem trifazic de tensiuni la ieșirea unui invertor autonom în cazul nesimetriei parametrilor sarcinii și invertorului.** În : Elektricestvo nr. 2, 1972, p. 48—52, 4 tabl., 6 fig., 2 ref. bibl.

CZ 621.315

TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLE. CONDUCTOARE. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAȚII.

CZ 621.315. : 621.313.1

Boehringer, A. **Un nou sistem de convertizoare statice pentru alimentarea motoarelor cu frecvență medie.** În : Elektrotech. Z (ETZ—A) 93, nr. 1, 1972, p. 8—15, 10 fig., 13 ref. bibl.

CZ 621.315.1.018.788.3

Stupel, I. A., Lvov, N. V. și *Levino, S. L.* **Simularea pe calculator a caracteristicilor de frecvență a liniilor în calculul proceselor tranzitorii prin metoda ondulatorie.** În : Elektricestvo, nr. 1, 1972, p. 25—28, 1 tab., 4 fig., 11 ref. bibl.

CZ 621.315.2 : 621.395.51

Martin H. E. **Funcțiunile sistemelor de cable pentru telecomunicații.** În : Siemens Z, 46, nr. 2, 1972, p. 109—112, 4 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.316

DISTRIBUIREA ENERGIEI ELECTRICE. REȚELE. REDESCHIDEREA ȘI ÎNCHIDEREA CIRCUITELOR. REGLAREA MĂRIMILOR ELECTRICE. PROTECȚIA APARATELOR ȘI INSTALAȚIILOR.

CZ 621.316.1 : 621.3.016.3

Fokin, U. A., Gremiakov, A. A. **Caracteristicile statistice ale sarcinilor active și reactive ale utilizatorilor în rețelele electrice cu tensiuni de 6—10 kV.** În : Elektricestvo nr. 2, 1972, p. 75—78, 1 tabl., 1 fig., 2 ref. bibl.

CZ 621.316.542.064.241.027.2

Isakov U. A. **Întrerupătoare de curenți mari cu temperatură de lucru sporită a contactelor.** În : Elektricestvo 2, 1972, p. 52—56, 1 fig.

CZ 621.316.925.2 : 621.3.064.1

Kiskatch. M. V. **Scheme de conectare a protecției și semnalizării unui scurtcircuit monofazat la cable paralele.** În : Elektricestvo nr. 1, 1972, p. 13—18, 1 tabl., 3 fig.

CZ 621.317

TEHNICA MĂSURILOR ELECTRICE. APARATE DE MĂSURĂ

CZ 621.317.2.027.3 : 377.5

Hrabal. D. **Laboratorul de înaltă tensiune al politehnicii din Renania-Palatinat.** În : Siemens Z, 46, nr. 1, 1972, p. 54—58, 6 fig., 1 ref. bibl.

CZ 621.317.32.027.3 : 621.7—112

Walter, K. **Instalație de încercare la înaltă tensiune cu construcție modulară.** În : Siemens Z, 46, nr. 2, 1972, p. 124—126, 3 fig., 1 tabl.

CZ 621.318

APLICAȚII INDUSTRIALE ALE MAGNETISMULUI ȘI MAGNEȚILOR. ELECTROMAGNEȚI. RELEE.

CZ 621.318.01 : 621.315

Geigenmüller, K. **Simpozionul internațional. Proprietățile materialelor magnetice conductoare.** În : Elektrotech. Z (ETZ—A) 93, nr. 1, 1972, p. 45—46.

CZ 621.319

APLICAȚII INDUSTRIALE ALE ELECTROTEHNICII. CONDENSATOARE.

CZ 621.319

Tietgen, P. **Ajustarea distribuției potențiale în condensatoare cu ajutorul unui sistem de reglare radială și axială.** În : Elektrotech.Z (ETZ—A) 93, nr. 1, 1927, p. 40—44, 8 fig., 2 ref. bibl.

CZ 621.3 **CALCULATOARE ELECTRONICE**

CZ. 681.3 : 621.3

Groll, R. **Proiectarea instalațiilor electrice de control și semnalizare cu ajutorul calculatoarelor.** În : Elektrotech. Z (ETZ—B) 24, nr. 1, 1972, p. 1—3, 4 fig.

CZ 681.3 : 621.3.01

Groll, R. **Elaborarea proiectelor de reglare și comandă electrică cu ajutorul mașinilor de prelucrarea informațiilor.** În : Elektrotech.Z (ETZ—B) 24, nr. 1, 1972, p. 1—3, 4 fig.

CZ 681.3 : 621.3.05 : 621.317.785

Löffel, H., Schnapauff, K. J. **Colectarea și prelucrarea datelor privind calculul costului energiei în cadrul unei întreprinderi cu un calculator SIEMENS 101.** În : Siemens Z. 46, nr. 2, 1972, p. 100—103, 3 fig.

MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS OSZTÁLY 1853

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI-UNELTE ȘI ELECTROTEHNICII ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA
ÎNDRUMAREA ȘTIINȚIFICĂ: INSTITUTUL DE CERCETARE ȘI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ
EDITOR: OFICIUL DE DOCUMENTARE ȘI PUBLICAȚII TEHNICE AL M.I.C.M.G.

Anul 20 nr. 12 București, decembrie 1972

Industria electrotehnică după 25 de ani de la proclamarea Republicii

30 Decembrie marchează anul acesta împlinirea unui pătrar de veac de cînd țara noastră a fost proclamată Republică, un sfert de secol de uriașe prefaceri și realizări în toate domeniile de activitate. Dacă ne referim la industrie, constatăm că în ultimii 25 de ani ea s-a transformat radical, dezvoltîndu-și armonios toate sectoarele de activitate, putînd să asigure întregii economii naționale mai bine de 2/3 din necesarul de mașini, utilaje și instalații. Vedem că întreaga producție a anului 1938, considerat anul de vîrf al perioadei postbelice, se realizează astăzi de către unitățile constructoare de mașini în numai șase zile.

Succese marcante au fost înregistrate în anii Republicii și în industria electrotehnică. Astfel, în perioada cincinalului 1966—1970 creșterea producției electrotehnice, cu toate subdiviziunile sale (tehnica curenților tari, automatica și electronica), a fost de peste 2,5 ori, cu un ritm mediu anual de creștere de 20,2%. Se remarcă, de asemenea, numărul mare al sortimentelor existente în fabricația curentă — de peste 20.000 tipodimensiuni la sfîrșitul anului 1970, din care 2500 erau produse complet noi. Preocuparea permanentă pentru asimilarea noilor produse, cît și pentru modernizarea celor existente a făcut ca în perioada anilor 1966—1970 în subramura electrotehnică și electronică ponderea produselor cu o vechime sub cinci ani să fie de peste 80%.

În anii care au trecut după 1948, anul în care au luat ființă primele unități pentru fabricația motoarelor electrice, materialelor electrotehnice, aparatajului electric etc., uzinele acestei ramuri industriale s-au dezvoltat și extins continuu, înființîndu-se concomitent și o serie de noi întreprinderi, realizate după proiecte de concepție proprie. În prezent, producția de mașini, echipament și materiale electrotehnice se execută în fabrici profilate, înzestrate cu utilaje moderne, 12 uzine și secții specializate noi fiind puse în funcțiune numai în perioada anilor 1966—1970.

Astfel, pentru creșterea capacităților de producție de mașini electrice rotative s-au dezvoltat Fabrica de mașini electrice rotative din cadrul uzinelor „Electroputere" din Craiova, Uzina de motoare electrice din București și întreprinderea „Electromotor" din Timișoara. Fabrica de mașini electrice din Pitești concentrează întreaga producție de motoare monofazate și trifazate pînă la 7,5 kW, în carcasă de aluminiu. La uzinele „Electroputere" au fost dezvoltate noi capacități pentru satisfacerea cererilor de transformatoare, în special pentru cele de puteri foarte mari; în 1970 capacitatea de producție la aparatajul de înaltă tensiune a crescut de cinci ori față de 1965. În aceeași perioadă producția de aparataj de joasă tensiune a crescut și ea de patru ori, cea de izolatoare și piese ceramice de 3,3 ori, iar cea de acumulatoare cu plumb de peste trei ori.

Pentru producerea de materiale electrotehnice la Fabrica de cabluri și materiale electroizolante din București au fost create noi secții pentru lacuri și rășini electroizolante cu performanțe superioare, utilizate în construcția mașinilor electrice, hîrtie de mica și produse de hîrtie de mica, trefileria de cupru și aluminiu, precum și cabluri de forță în manta de masă plastică și cabluri telefonice.

În întreprinderile din acest compartiment s-a dezvoltat producția pentru bunuri de consum electrocalorice și electromotorice.

Folosindu-se concepția proprie, precum și unele licențe achiziționate, gama produselor în execuție cuprinde un larg nomenclator de întrerupătoare, transformatoare mari, care la finele anului 1970 atinsese tensiunea de 400 kV, transformatoare de curent și de tensiune — construcție capacitivă — pînă la 220 kV executate după licența BBC — Micafil, peste 350 de tipodimensiuni noi de mașini-rotative din care peste 70 tipovariante în construcție antiexplozivă, grupate în serii unitare ca: seria de motoare gabarit 56—400 mm (înălțimea axului) cu puteri pînă la 100 kW, seria de motoare de la 100—1000 kW, seria de mașini sincrone, seria de mașini asincrone mici (sub 7,5 kW) în carcasă de aluminiu, precum și motoare mici monofazate pentru echiparea bunurilor de consum electrotehnice, aparate de măsură de 35 kV, 110 kV, 220 kV și 400 kV, celule prefabricate pentru industria energetică, diferite sortimente pentru lucrări complexe privind fabricile de ciment, utilajele chimice, rafinăriile, furnalele instalațiile pentru industriile alimentară și ușoară, pentru utilaj minier etc.

Creșteri importante se înregistrează, an de an, și în producția de motoare electrice, unde realizările ultimului an al cincinalului trecut au fost de peste 2,2 ori mai mari față de 1965. Ca realizări deosebite pot fi amintite motoarele electrice de tracțiune de 900 kW pentru locomotivele electrice, motoarele verticale pînă la 800 kV pentru acționarea pompelor de irigații, echipamentul electric pentru tractoare și autovehicule de tot felul (peste 100 de articole), grupuri de medie frecvență pentru tratamente termice etc.

Dotarea uzinelor industriei electrotehnice cu utilaje dintre cele mai moderne, materii prime de calitate, ingineri și tehnicieni cu o pregătire superioară a creat în ultimii ani toate condițiile realizării unor produse de mare prestigiu pentru țara noastră. Au fost executate, în acest domeniu, transformatoare de 40 MVA, 220 kV cu ieșire prin cablu pe partea de 220 kV pentru hidrocentrala de pe Argeș, transformatoare de 190 MVA, 220 kV pentru Porțile de Fier și autotransformatorul trifazat de 400 kV pentru termocentrala Sud din București.

Și în domeniul aparatelor de înaltă tensiune, fabricate după licența Delle, au fost obținute realizări importante, executîndu-se întreruptoare pînă la 400 kV, cu o putere de rupere de 2 GVA.

Prin concepție proprie uzinele noastre au ridicat puterea de rupere a întrerupătorului IUP 110 kV de la 1900 MVA la 3000 MVA. De asemenea, au fost realizate separatoare de sarcină cu cameră plată de 20 kV și separatoare cu tensiuni pînă la 400 kV și 1600 V.

Obținîndu-se performanțe tehnice ridicate, la nivelul celor mai bune produse de pe piața mondială în fabricația de mașini, echipamente și materiale electrotehnice, s-a ajuns ca un număr de circa 19 grupe de produse să fie exportate în peste 25 de țări, din rîndul cărora amintim Uniunea Sovietică, Iran, Iugoslavia, Republica Federală a Germaniei, Republica Arabă Egipt, Pakistan, Italia, Turcia, Danemarca, Grecia, Albania, Cehoslovacia și Bulgaria.

Ținînd seama de tendințele de dezvoltare tehnică pe plan mondial, de progresul tennic rapid al subramurilor industriale, programul actualului cincinal are în vedere intrarea în fabricație a unor produse cu nivel și complexitate tehnică înaltă. Astfel, industria electrotehnică va asigura diversificarea în continuare a producției și a asimilării de noi transformatoare de putere, inclusiv a transformatoarelor de 400 MVA pentru grupurile energetice mari, completîndu-se în acest fel sortimentul de celule de înaltă tensiune și posturi de transformare. Aparatajul de înaltă tensiune, inclusiv cel de 400 kV va fi și el diversificat și se vor asimila noi motoare electrice speciale pentru utilizări textile, pentru mașini-unelte cu comandă program, tipuri noi de motoare pentru acționări și automatizări, motoare antiexplozive etc. În 1975 electrotehnica va ajunge astfel, conform previziunilor, să reprezinte 6% din producția industrială a țării.

Realizările înregistrate la finele acestui an în industria electrotehnică, ca de altfel în toate ramurile de activitate ale patriei noastre, programul mobilizator adoptat pentru acest cincinal confirmă preocupările deosebite de a dezvolta continuu această subramură cu rol deosebit în asigurarea și avîntul progresului tehnic în întreaga economie a Republicii.

Studiul parametrilor electrici și al caracteristicilor de funcționare în asincron a mașinii sincrone cu ajutorul calculatorului electronic numeric

ANDREI NICOLAIDE* — Brașov

CZ. 621.313.32.012.4 :681.322

Folosirea pe scară largă a mașinilor sincrone ca generator și ca motor, impune cunoașterea comportării mașinilor sincrone nu numai în regim sincron, dar și în regimuri tranzitorii în general și în regim asincron în particular [1].

Datorită importanței pe care o prezintă pentru mașina sincronă regimul de funcționare asincron, este necesar să se cunoască cît mai precis caracteristicile de funcționare asincronă ale mașinii sincrone și anume : cuplul electromagnetic și curentul în diferitele circuite ale mașinii, în funcție de valoarea alunecării. În acest scop se va prezenta o metodă de calcul de precizie ridicată în care se iau în considerare toate circuitele electrice ale înfășurărilor statorice și rotorice inclusiv circuitul format de înfășurarea de excitație și de asemenea circuitele formate de fiecare pereche de bare ale înfășurării de amortizare (înfășurarea de pornire).

De asemnea, pentru studiul diferitelor regimuri tranzitorii, este util să se cunoască parametrii electrici echivalenți ai înfășurării de amortizare adică impedanțele echivalente.

În literatură au fost publicate numeroase metode de calcul tot mai exacte pentru calculul acestor mărimi. O analiză a diferitelor lucrări a fost dată în publicațiile [2], [3], [4].

Calculatoarele electronice numerice moderne, permit realizarea unui volum mare de calcule, cu o precizie foarte mare, într-un timp foarte scurt. De aceea este util să se stabilească o metodă de calcul adecvată noilor posibilități pe care le au calculatoarele electronice.

Metodele prezentate anterior în literatură, nu sînt adecvate acestor noi posibilități, deoarece în acele metode se recurge la : raportări la diferite mărimi de bază ; raportarea la circuitul statoric ; stabilirea de scheme echivalente, care, atunci cînd se utilizează calculatoarele electronice numerice moderne, reprezintă complicații inutile.

În lucrarea de față se prezintă o metodă de calcul stabilită de autor, [5], în concordanță cu posibilitățile calculatoarelor electronice numerice de capacitate medie. Programul a fost întocmit de autor în FORTRAN IV și rulat pe un calculator IBM 360/30. Pentru calculul curenților cuplului și parametrilor electrici echivalenți ai înfășurării de amortizare, este necesar să se stabilească în prealabil ecuațiile tensiunilor.

* Prof. dr. ing. *A. Nicolaide* este șeful Catedrei de Electrotehnică la Universitatea din Brașov.

1. Ecuațiile tensiunilor

Se va utiliza teoria dublei reacții [1] și se vor scrie ecuațiile pentru fiecare axă în parte.

Se utilizează notațiile uzuale [1]. Numerotarea barelor coliviei se poate vedea în figura 1.

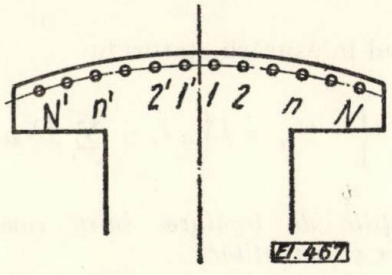


Fig. 1. Notarea barelor de pe pol.

Fiecare pereche de bare n și n' simetric dispuse față de axa logitudinală formează un circuit electric care va fi notat cu indicele n. De asemenea, fiecare pereche de bare n și n' simetric dispuse față de axa transversală formează un circuit electric, care va fi notat cu indicele n. Notarea barelor rămîne aceeași pentru ambele axe.

1.1. Ecuațiile tensiunilor circuitelor

Axa d

Circuitele formate din barele coliviei

Nr. de ordine al ecuației

$$1,\ldots,N \begin{cases} 0 = jX_{aDdn}\underline{I}_d + jX_{uDdn}\underline{I}_{Ddn} + \\ + \sum_{\substack{p=1 \\ p\neq 1}}^{p=N} jX_{Ddnp}\underline{I}_{Ddp} + \left(\frac{R_{Ddn}}{s} + \right. \\ \left. + jX_{\sigma Ddn}\right)\underline{I}_{Ddn} + \sum_{h=1}^{h=n}\sum_{i=h}^{i=N}\left(\frac{R_{Dkh}}{s} + \right. \\ \left. + jX_{\sigma Dkh}\right)\underline{I}_{Ddi} + jX_{Ddnf}\underline{I}_f. \end{cases}$$

Circuitul înfășurării de excitație

$$N+1 \begin{cases} 0 = jX_{fad}\underline{I}_d + \sum_{n=1}^{n=N} jX_{fDdn}\underline{I}_{Ddn} + jX_{uf}\underline{I}_f + \\ + \left(\frac{R_f}{s} + jX_{\sigma f}\right)\underline{I}_f \end{cases}$$

Circuitul înfășurării statorului (pe fază)

$$N+2\left\{-\underline{U}_{ed}=jX_{ad}\underline{I}_d+\sum_{n=1}^{n=N}jX_{aDdn}\underline{I}_{Ddn}+jX_{adf}\underline{I}_f\right.$$

Axa q

Circuitele formate de barele coliviei

$$N+3,\ \ldots,\ 2N+2\left\{\begin{aligned}0 &= jX_{aDqn}\underline{I}_q+jX_{uDqn}\underline{I}_{Dqn}+\\ &+\sum_{\substack{p=1\\ p\neq 1}}^{p=N}jX_{Dqnp}\underline{I}_{Dqp}+\left(\frac{R_{Dqn}}{s}+jX_{\sigma Dqn}\right)\underline{I}_{Dqn}+\\ &+\sum_{h=n}^{h=N+1}\sum_{i=1}^{i=N}\left(\frac{R_{Dkh}}{s}+jX_{\sigma Dkh}\right)\underline{I}_{Dqi}\end{aligned}\right.$$

Circuitul înfășurării statorului

$$2N+3\left\{-\underline{U}_{eq}=jX_{aq}\underline{I}_q+\sum_{n=1}^{n=N}jX_{aDqn}\underline{I}_{Dqn}\right.$$

1.2. Relațiile de legătură între componentele tensiunilor și curenților

$$2N+4\left\{\underline{U}=(R+jX_\sigma)\underline{I}_1-\underline{U}_{e1}\right.$$

$$2N+5\left\{0=\left(\frac{R}{2s-1}+jX_\sigma\right)\underline{I}_3-\underline{U}_{e3}\right.$$

$$2N+6\left\{\underline{U}_{e1}=\frac{1}{2}(\underline{U}_{ed}+j\underline{U}_{eq})\right.$$

$$2N+7\left\{\underline{U}_{e3}=\frac{1}{2}(\underline{U}_{ed}-j\underline{U}_{eq})\right.$$

$$2N+8\left\{\underline{I}_1=\frac{1}{2}(\underline{I}_d+j\underline{I}_q)\right.$$

$$2N+9\left\{\underline{I}_3=\frac{1}{2}(\underline{I}_d-j\underline{I}_q)\right.$$

1.3. Sistemul de ecuații

Numărul de ordine al necunoscutelor

$1,\ldots,N$	$N+1$	$N+2$	$N+3$	$N+4,\ldots,2N+3$
$\underline{I}_{Ddn}$	$\underline{I}_f$	$\underline{I}_d$	$\underline{U}_{ed}$	$\underline{I}_{Dqn}$

$2N+4$	$2N+5$	$2N+6$	$2N+7$	$2N+8$	$2N+9$
$\underline{I}_q$	$\underline{U}_{eq}$	$\underline{U}_{e1}$	$\underline{U}_{e3}$	$\underline{I}_1$	$\underline{I}_3$

Se va nota în complex :

$||D||$ — matricea coeficienților din membrul drept ;

$||X||$ — vectorul necunoscutelor ;

$||B||$ — vectorul din membrul stîng.

Termenul al doilea este diferit de zero numai pentru ecuația $2N+4$, unde se introduce U.

Sistemul de ecuații în complex este :

$$||D||\cdot||X||=||B||. \qquad (D)$$

2. Calculul parametrilor

Parametrii care intervin în ecuații pot fi calculați cu diferite grade de precizie utilizînd relațiile din lucrarea [1] în funcție de modul de a lua în considerare neuniformitatea întrefierului.

2.1. Expresiile generale ale parametrilor pentru orice formă de variație a întrefierului

Parametrii pentru $n>1$

$$R_{Ddn}=2\varrho_{cn}\frac{l_c}{s_c}2p\frac{1}{Z_N} \qquad (1)$$

$$R_{Dqn}=R_{Ddn} \qquad (1a)$$

$$R_{Dkn}=2p\varrho_k\frac{x_{n+1}-x_n}{s_k}4\cdot\frac{1}{Z_N}. \qquad (2)$$

La axa transversală pentru $R_{Dk(N+1)}$ și $X_{\sigma Dk(N+1)}$ se va introduce în loc de $x_{n+1}-x_n$ lungimea l_{kq} care reprezintă lungimea unei jumătăți a arcului de inel din spațiul interpolar,

$$X_{\sigma Ddn}=2\pi f\mu_o 2p\,2\lambda_b l_i\frac{1}{Z_N}. \qquad (3)$$

Permeanța geometrică specifică de scăpări a unei bare și care corespunde scăpărilor crestăturii și capetelor dinților se poate calcula cu relațiile cunoscute [1] :

$$X_{\sigma Dkn}=2\pi f\mu_0 2p\,4c_f(x_{n+1}-x_n)\frac{1}{Z_N}. \qquad (4)$$

Permeanța geometrică specifică a inelelor de conexiune c_f se poate adopta aproximativ egală cu $c_f=0{,}3$ sau se pot adopta valori diferite pentru porțiunile inelelor din spațiul polar și din spațiul interpolar,

$$X_m=2\pi f\mu_0 l_i\frac{m}{\pi}\cdot\frac{w^2k_w^2}{p}\cdot\frac{2}{\pi}\cdot\frac{\tau}{\delta'}\cdot\frac{1}{Z_N}$$

$$X_{ad}=k_dX_m$$

$$X_{aq}=k_qX_m$$

$$X_{uDdn}=X_a\,pb_{nd} \qquad (5)$$

$$b_{nd}=2\int_0^{y_n}\frac{dy}{\delta_y} \qquad (5a)$$

$$b_{nd} = \frac{4}{\tau}\int_0^{x_n} \frac{\delta'_{min}}{\delta(x)}\,dx \qquad (5b)$$

$$X_{Ddna} = X_a mw\, k_w \frac{1}{\pi} k_{nd} \qquad (6)$$

$$X_a = 2\pi f \mu_0 \frac{\tau}{\delta_{min}} l_i \frac{1}{Z_N} \qquad (6a)$$

$$X_{aDdn} = \frac{2}{m} X_a mw k_w \frac{1}{\pi} k_{nd} \qquad (7)$$

$$k_{nd} = 2\int_0^{y_n} \frac{1}{\delta_y} \cos\frac{\pi y}{2}\,dy \qquad (7a)$$

$$k_{nd} = \frac{4}{\tau}\int_0^{x_n} \frac{\delta'_{min}}{\delta(x)} \cos\frac{\pi x}{\tau}\,dx \qquad (7b)$$

$$X_{Ddnp} = X_{uDdn} \quad (n<p) \qquad (8)$$

$$X_{Ddnp} = X_{uDdp} \quad (n>p) \qquad (8a)$$

$$X_{Ddnf} = X_{uDd} w_f \qquad (9)$$

$$X_{fDdn} = X_{Ddnf} \qquad (10)$$

$$R_f = \rho_f \frac{w_f l_f}{s_f} 2p \frac{1}{Z_N} \qquad (11)$$

$$X_{\sigma f} = 2\pi f \mu_0 2p \lambda_{\sigma f} 4w_f^2 l_i \frac{1}{Z_N} \qquad (12)$$

$$\lambda_{\sigma f} = \frac{h_m}{3c_m} + \frac{h_p}{c_p} + \frac{2h_m + 0{,}5b_m}{4l_i} \qquad (12a)$$

$$X_{uf} = X_a\, pw_f^2 b_f \qquad (13)$$

$$b_f = 2\int_0^{\alpha} \frac{dy}{\delta_y} \qquad (13a)$$

$$b_f = \frac{4}{\tau}\int_0^{\alpha\tau/2} \frac{\delta'_{min}}{\delta(x)}\,dx \qquad (13b)$$

$$X_{fad} = X_a\, mw\, k_u w_f \frac{1}{\pi} k_f \qquad (14)$$

$$k_f = 2\int_0^{\alpha} \frac{1}{\delta_y} \cos\frac{\pi y}{2}\,dy \qquad (14a)$$

$$k_f = \frac{4}{\tau}\int_0^{\alpha\tau/2} \frac{\delta'_{min}}{\delta(x)} \cos\frac{\pi x}{\tau}\,dx \qquad (14b)$$

$$X_{adf} = \frac{2}{m} X_{fad} \qquad (15)$$

$$X_{\sigma Dqn} = X_{\sigma Ddn} \qquad (16)$$

$$X_{uDqn} = X_a\, pb_{nq} \qquad (17)$$

$$b_{nq} = 2\int_{y_n}^{\alpha} \frac{1}{\delta_y}\,dy + 2(1-\alpha)\frac{\sigma}{\gamma} \qquad (17a)$$

$$b_{nq} = \frac{4}{\tau}\int_{x_n}^{\alpha\tau/2} \frac{\delta'_{min}}{\delta(x)}\,dx + 2(1-\alpha)\frac{\sigma}{\gamma} \qquad (17b)$$

$$X_{Dqna} = X_a\, mw\, k_w \frac{1}{\pi} k_{nq} \qquad (18)$$

$$X_{aDqn} = \frac{2}{m} X_a\, mw\, k_w \frac{1}{\pi} k_{nq} \qquad (19)$$

$$k_{nq} = 2\int_{y_n}^{\alpha} \frac{\sin\frac{y\pi}{2}}{\delta_y}\,dy + \frac{4}{\pi}\cdot\frac{\sigma}{\gamma}\cos\frac{\alpha\pi}{2} \qquad (19a)$$

$$k_{nq} = \frac{4}{\tau}\int_{x_n}^{\alpha\tau/2} \frac{\delta'_{min}}{\delta(x)} \cos\frac{\pi x}{\tau}\,dx + \frac{4}{\pi}\cdot\frac{\sigma}{\gamma}\cos\frac{\alpha\pi}{2} \qquad (19b)$$

$$X_{Dqnp} = X_{uDqp} \quad (n<p) \qquad (20a)$$

$$X_{Dqnp} = X_{uDqn} \quad (n>p). \qquad (20b)$$

Parametrii pentru $n = 1$

Cînd numărul de bare pe pol n_c este impar atunci pentru axa longitudinală se înmulțesc toți parametrii care corespund indicelui $n = 1$ cu coeficientul $C_d = 0$, iar pentru axa transversală cu $C_q = 0{,}5$. Cînd numărul de bare pe pol n_c este par atunci toți parametrii care corespund indicelui 1 se înmulțesc cu coeficientul $C_d = 1$ pentru axa longitudinală, iar pentru axa transversală cu $C_q = 1$.

Se vor indica aici relații pentru coeficienții k_{nd}, k_{nq}, b_{nd}, k_f, b_f, b_{nq} pentru cazul întrefierului uniform și pentru cazul întrefierului neuniform sub piesa polară.

2.1.1. Intrefier uniform

$$\delta_y = 1 \qquad (21)$$

$$k_{nd} = \frac{4}{\pi} \sin\frac{\pi x_n}{\tau} \qquad (22)$$

$$b_{nd} = \frac{4x_n}{\tau} \qquad (23)$$

$$k_f = \frac{4}{\pi} \sin\frac{\alpha\pi}{2} \qquad (24)$$

$$b_f = 2\alpha \qquad (25)$$

$$k_{nq} = \frac{4}{\pi}\left(\cos\frac{\pi x_n}{\tau} - \cos\frac{\alpha\pi}{2}\right) + \frac{4}{\pi}\cdot\frac{\sigma}{\gamma}\cos\frac{\alpha\pi}{2} \quad (26)$$

$$b_{nq} = 2\left(\alpha - \frac{2x_n}{\tau}\right) + 2(1-\alpha)\frac{\sigma}{\gamma}\cdot \quad (27)$$

Coeficientul σ poate fi luat din curba dată în figura 78 din lucrarea [1]:

2.1.2 Intrefier neuniform

Se va considera că valoarea relativă a întrefierului δ_y variază după relația dată în lucrarea [1]:

$$\delta_y = 1 + (\gamma-1)\frac{\sin^2\frac{y\pi}{2}}{\sin^2\frac{\alpha\pi}{2}}\cdot \quad (28)$$

Atunci se obțin următoarele relații pentru coeficienții care intră în expresiile reactanțelor:

$$k_{nd} = \frac{4}{\pi}\cdot\frac{\sin\frac{\alpha\pi}{2}}{\sqrt{\gamma-1}}\arctan\left(\sqrt{\gamma-1}\,\frac{\sin\frac{\pi}{\tau}x_n}{\sin\frac{\alpha\pi}{2}}\right) \quad (29)$$

$$b_{nd} = \frac{4}{\pi}\cdot\frac{\sin\frac{\alpha\pi}{2}}{a\sqrt{\gamma-1}}\arctan\left(\frac{a\sqrt{\gamma-1}}{\sin\frac{\alpha\pi}{2}}\tan\frac{\pi}{\tau}x_n\right) \quad (30)$$

$$k_f = \frac{4}{\pi}\cdot\frac{\sin\frac{\alpha\pi}{2}}{\sqrt{\gamma-1}}\arctan\left(\sqrt{\gamma-1}\right) \quad (31)$$

$$b_f = \frac{4}{\pi}\cdot\frac{\sin\frac{\alpha\pi}{2}}{a\sqrt{\gamma-1}}\arctan\left(a\sqrt{\gamma-1}\,\frac{1}{\cos\frac{\alpha\pi}{2}}\right) \quad (32)$$

$$k_{nq} = \frac{2}{\pi}\cdot$$

$$\cdot\frac{\sin^2\frac{\alpha\pi}{2}}{a(\gamma-1)}\ln\left(\frac{a-\cos\frac{\alpha\pi}{2}}{a+\cos\frac{\alpha\pi}{2}}\cdot\frac{a+\cos\frac{\pi}{\tau}x_n}{a-\cos\frac{\pi}{\tau}x_n}\right) +$$

$$+\frac{4}{\pi}\cdot\frac{\sigma}{\gamma}\cos\frac{\alpha\pi}{2} \quad (33)$$

$$b_{nq} = \frac{4}{\pi}\cdot\frac{\sin\frac{\alpha\pi}{2}}{a\sqrt{\gamma-1}}\left[\arctan\left(a(\sqrt{\gamma-1})\,\frac{1}{\cos\frac{\alpha\pi}{2}}\right) - \arctan\left(\frac{a\sqrt{\gamma-1}}{\sin\frac{\alpha\pi}{2}}\tan\frac{\pi}{\tau}x_n\right)\right] + 2(1-\alpha)\frac{\sigma}{\gamma} \quad (34)$$

$$a = \sqrt{1 + \frac{\sin^2\frac{\alpha\pi}{2}}{\gamma-1}}\cdot \quad (35)$$

3. Mărimile care se calculează

Valoarea medie a cuplului electromagnetic:

$$M = \frac{mp}{\omega}\mathrm{Re}\left(-\underline{U}_{c1}\underline{I}_1^* + \frac{R}{2s-1}I_3^2\right)\cdot \quad (36)$$

Valoarea eficace a intensității curentului de fază a statorului:

$$I = \sqrt{I_1^2 + I_3^2}. \quad (37)$$

Valoarea eficace a curentului de fază din circuitul de excitație este I_f. Valoarea eficace a intensității curentului în fiecare din barele coliviei de amortizare:

$$I_n = \{[\mathrm{Re}(\underline{I}_{Ddn} + \underline{I}_{Dqn})]^2 + [\mathrm{Im}(\underline{I}_{Ddn} + \underline{I}_{Dqn})]^2\}^{\frac{1}{2}}. \quad (38)$$

Toate mărimile au fost exprimate în unități relative:

$$\tilde{M} = \frac{M}{M_N};\ \tilde{I} = \frac{I}{I_N};\ \tilde{I}_f = \frac{I_f}{I_N};\ \tilde{I}_n = \frac{I_n}{I_N}\cdot \quad (39)$$

Deoarece curenții în bare nu au o repartiție simetrică față de axa polului, trebuie să se calculeze intensitatea curentului în bare de fiecare parte a axei polului.

Impedanțele echivalente ale înfășurării de amortizare din axele longitudinală și transversală sînt date de relațiile:

$$\underline{Z}_{\sigma Dd} = R_{Dd} + jX_{\sigma Dd} =$$

$$= \frac{1}{\frac{\underline{I}_d}{\underline{U}_{ed}} - \frac{1}{jX_{ad}} - \frac{1}{\frac{R_{fe}}{s} + jX_{\sigma fe}}};$$

$$\underline{Z}_{\sigma Dq} = R_{Dq} + jX_{\sigma Dq} = \frac{1}{-\frac{\underline{I}_q}{\underline{U}_{eq}} - \frac{1}{jX_{aq}}}\cdot$$

4. Programul de calcul

Au fost scrise toate relaţiile de calcul ale parametrilor circuitelor maşinii. S-a completat matricea coeficienţilor din sistemul de ecuaţii liniare (D). Sumările care apar în relaţii au fost efectuate prin ciclări cu bucle *DO*. Se pot utiliza două metode. Se poate completa o matrice cu mărimi complexe şi se obţine o matrice de ordinul $2N + 9$ sau se poate completa o matrice cu mărimi reale, folosind relaţiile de transformare a unui sistem de ecuaţii liniare cu coeficienţi şi mărimi complexe în unul cu coeficienţi şi mărimi reale şi se obţine o matrice de ordinul $4N + 18$.

Rezultă :

$$||D|| \cdot ||X|| = ||B|| \tag{40}$$

pentru mărimi complexe, şi

$$\begin{vmatrix} A_{re} & -A_{im} \\ A_{im} & A_{re} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} X_{re} \\ X_{im} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} B_{re} \\ B_{im} \end{vmatrix} \tag{41}$$

pentru mărimi reale, unde :

$$||D|| = ||A_{re}|| + j||A_{im}|| \tag{42}$$

$$||X|| = ||X_{re}|| + j||X_{im}|| \tag{43}$$

$$||B|| = ||B_{re}|| + j||B_{im}||. \tag{44}$$

Pentru rezolvarea sistemului (40) este necesar să se utilizeze o subrutină pentru rezolvarea sistemelor de ecuaţii liniare în complex.

Pentru cazul rezolvării sistemului (41) se utilizează o subrutină pentru rezolvarea sistemelor de ecuaţii liniare cu mărimi reale.

S-a utilizat a doua metodă. S-au verificat mai multe subrutine din biblioteca IBM. Datorită formei sistemului de ecuaţii care este slab condiţionat, subrutina SIMQ dă în general erori inadmisibile. Subrutina DGELG în dublă precizie a dat deplină satisfacţie. Deşi este convenabil ca la rezolvarea sistemului de ecuaţii să se utilizeze dublă precizie, restul programului se poate scrie în simplă precizie.

Mărimile care trebuie calculate au fost exprimate în funcţie de mărimile care constituie soluţia sistemului de ecuaţii.

Pentru a obţine rezultatele la diferite valori ale alunecării, au fost calculate toate mărimile, pentru diferite valori ale alunecării s, ceea ce s-a efectuat cu ajutorul unei bucle *DO*.

Durata programului este mică, de ordinul a 10 minute.

5. Rezultate

Au fost calculate caracteristicile de pornire şi impedanţele de dispersie echivalente ale înfăşurării de pornire pentru un motor sincron cu următoarele date tehnice : $P_N = 630$ kVA ; $U_N = 6\,000$ V (între faze) ; $I_N = 64$ A ; $f = 50$ Hz ; $n = 750$ rot/min ; conexiune Y, randament $\eta = 0{,}94$; cos $\varphi = 0{,}90$; tensiune nominală de excitaţie $U_f = 58$ V ; curent nominal de excitaţie $I_f = 160$ A ; colivie de cupru.

Rezultatele obţinute sînt reprezentate sub formă de curbe, date în figurile 2 — 8.

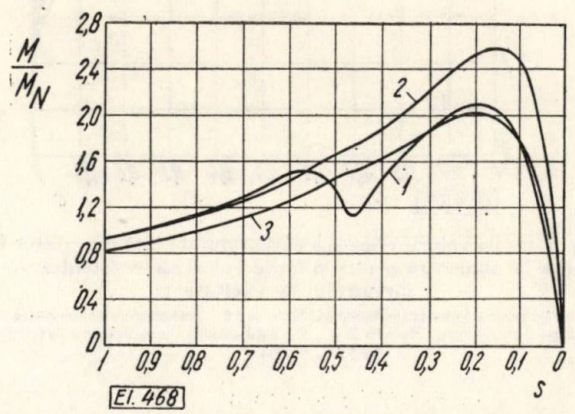


Fig.2. Curba valorii medii a cuplului în funcţie de alunecare pentru diferite valori ale rezistenţei R_f a circuitului de excitaţie : 1 — înfăşurarea de excitaţie deschisă, $R_f = \infty$; 2 — înfăşurarea de excitaţie închisă pe o rezistenţă, $R_f = 10\ R_{f0}$; 3 — înfăşurarea de excitaţie scurtcircuitată $R_f = R_{f0}$.

Rezultatele obţinute prin calcul cu metoda expusă, au fost comparate cu rezultatele obţinute experimental în lucrarea [5]. S-a constatat o bună concordanţă între rezultatele stabilite prin calcul şi cele obţinute experimental. Diferenţele care subsistă sînt datorate în special saturaţiei şi sistemului natural de amortizare.

Din examinarea curbelor din figura 8 rezultă că impedanţele echivalente ale înfăşurării de amortizare variază puţin cu alunecarea cînd înfăşurarea de excitaţie este deschisă. Cînd înfăşurarea de excitaţie este închisă pe o rezistenţă, sau în scurtcircuit, impedanţele echivalente ale înfăşurării de amortizare pot varia foarte mult, unii termeni pot deveni chiar negativi. Motivul acestei variaţii este că separarea parametrilor înfăşurării de amortizare s-a făcut introducînd o valoare convenţională a reactanţei înfăşurării de excitaţie şi anume aceea corespunzătoare înfăşurării luate separat, fără a considera înfăşurarea de pornire.

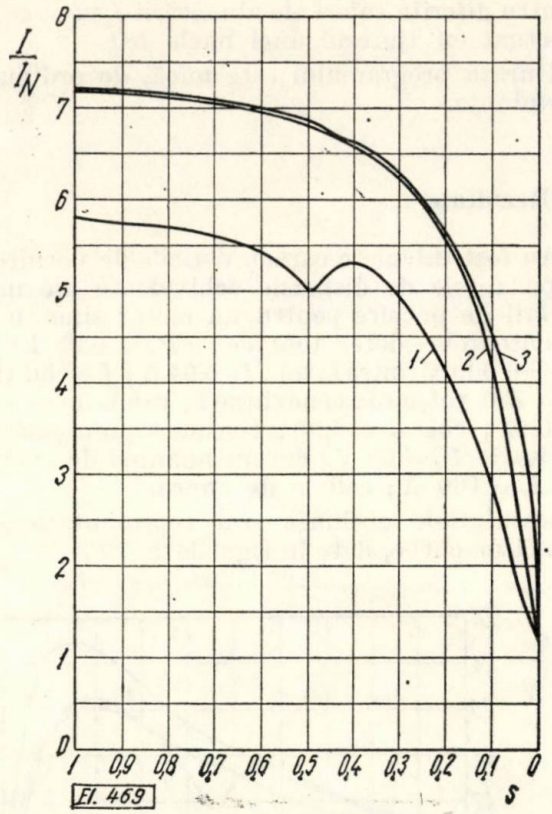


Fig. 3. Curba valorii eficace a curentului de fază din stator în funcție de alunecare pentru diferite valori ale rezistenței R_f a circuitului de excitație :

1 — înfășurarea de excitație deschisă, $R_f = \infty$; 2 — înfășurarea de excitație închisă pe o rezistență, $R_f = 10\ R_{fo}$; 3 — înfășurarea de excitație scurtcircuitată, $R_f = R_{fo}$.

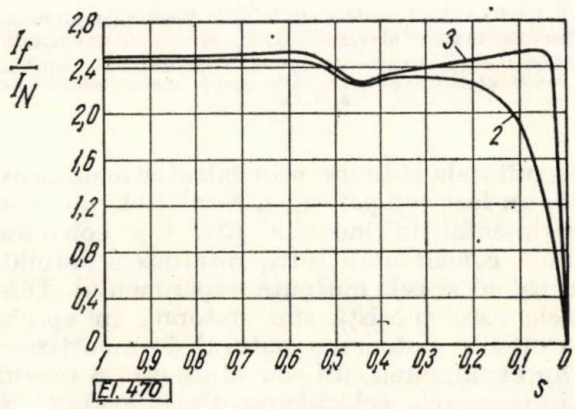


Fig. 4. Curba valorii eficace a curentului din circuitul de excitație în funcție de alunecare pentru diferite valori ale rezistenței circuitului de excitație :

1 — înfășurarea de excitație închisă pe o rezistență, $R_f = 10\ R_{fo}$; 2 — înfășurarea de excitație scurtcircuitată, $R_f = R_{fo}$.

6. Concluzii

1 — S-a prezentat o nouă metodă de calcul a caracteristicilor de funcționare în asincron a mașinilor sincrone cu colivie, stabilită în mod adecvat pentru utilizarea mașinilor de calcul electronice numerice.

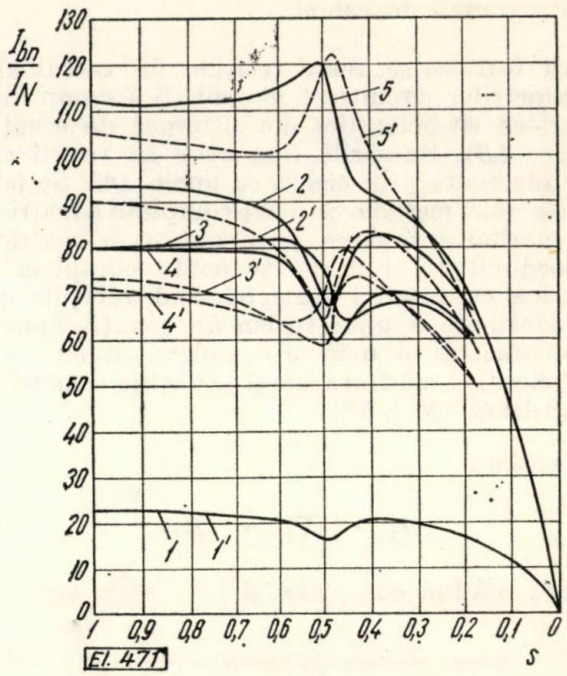


Fig. 5. Curbele curenților din barele înfășurării de amortizare pe pol în funcție de alunecare pentru înfășurarea de excitație deschisă $R_f = \infty$.

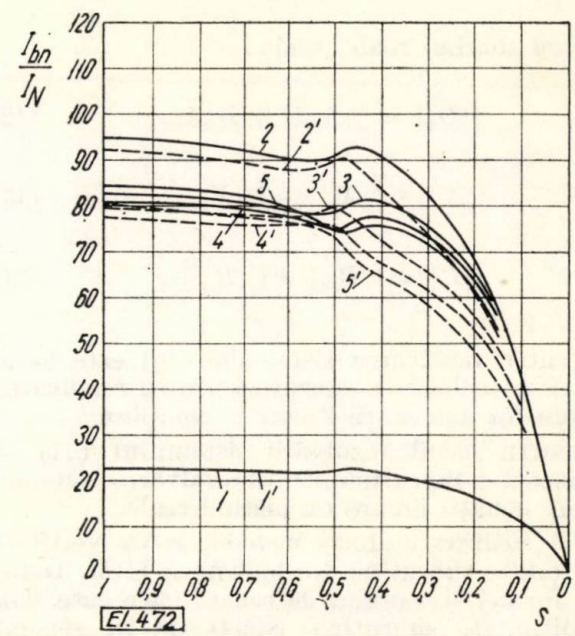


Fig. 6. Curbele curenților din barele înfășurării de amortizare de pe pol în funcție de alunecare pentru înfășurarea de excitație închisă pe o rezistență, $R_f = 10\ R_{fo}$.

2 — A rezultat că raportarea mărimilor rotorice la diferite mărimi de bază sau la stator, necesară în modul clasic de tratare, nu mai prezintă în general importanță în cazul noii metode.
3 — Folosirea schemelor echivalente introduse în metodele anterioare nu mai este utilă.

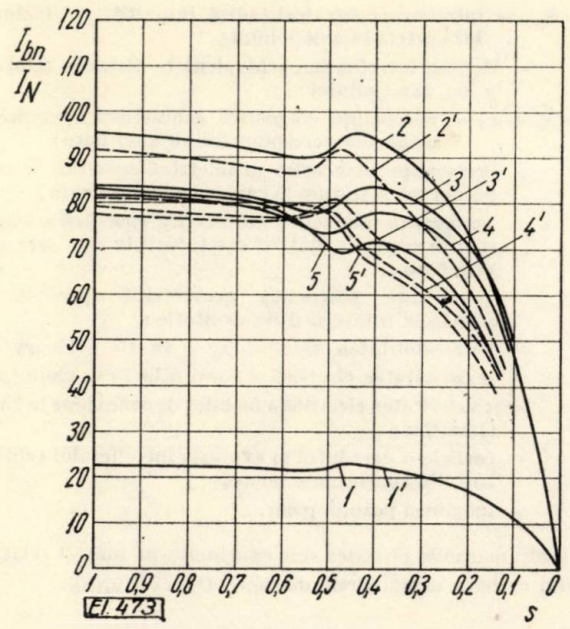


Fig. 7. Curbele curenților din barele înfășurării de amortizare de pe pol în funcție de alunecare pentru înfășurarea de excitație scurtcircuitată, $R_f = R_{f0}$.

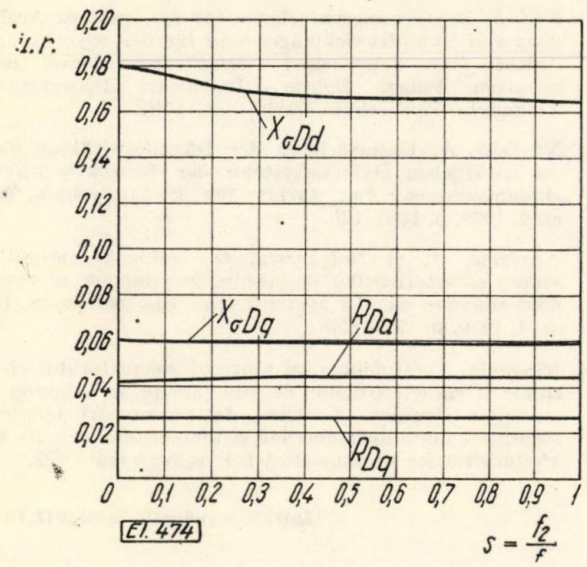


Fig. 8. Curbele parametrilor echivalenți ai înfășurării de pornire în funcție de alunecare pentru înfășurarea de excitație deschisă, pentru axa longitudinală și pentru axa transversală.

4 — Prezintă importanță alegerea subrutinei de soluționare a sistemului de ecuații. Nu toate subrutinele dau rezultate satisfăcătoare, există însă subrutine care au o precizie mare.

5 — Durata programului este mică, de ordinul a 10 minute.

6 — Se constată o bună concordanță între rezultatele obținute prin calcul și rezultatele experimentale.

Notațiile principale

c_m — distanța medie dintre doi poli vecini, mm;
c_p — distanța dintre piesele polare vecine, mm;
f — frecvența rețelei, Hz;
$f_2 = sf$ — frecvența de alunecare;
h_m — înălțimea miezului polului, mm;
h_p — înălțimea piesei polare, mm;
I — valoarea eficace a curentului pe fază a statorului;
I_1 — valoarea eficace a curentului din stator corespunzător cîmpului magnetic direct;
I_3 — Valoarea eficace a curentului din stator corespunzător cîmpului magnetic invers;
$\underline{I}_{Ddn}$ — intensitatea curentului în circuitul format din barele n ale coliviei în complex simplificat pentru axa longitudinală;
$\underline{I}_{Ddp}$ — aceeași semnificație ca anterior pentru barele p;
$\underline{I}_{Dqn}, \underline{I}_{Dqp}$ — aceleași semnificații pentru axa transversală;
$\underline{I}_f$ — intensitatea curentului electric în circuitul de excitație, în complex simplificat;
$\underline{I}_d$ — componenta logitudinală a intensității curentului electric din stator, în complex simplificat;
$\underline{I}_q$ — aceeași semnificație pentru axa transversală;
k_w — factorul de înfășurare al înfășurării statorului pentru armonica fundamentală;
l_c — lungimea unei bare a înfășurării de amortizare (coliviei), m;
l_f — lungimea medie a spirei înfășurării de excitație, m;
l_i — lungimea ideală a mașinii, m;
l_{kq} — lungimea jumătății arcului de inel de conexiune dintre polii vecini;
m — numărul de faze;
N — numărul de bare de pe jumătatea unei piese polare, numărul total de bare pe pol $n_c = 2N$ sau $n_c = 2N + 1$:
p — numărul de perechi de poli;
R — rezistența pe fază a înfășurării statorului;
R_{Ddn} — rezistența porțiunii de circuit corespunzător barelor n ale înfășurării de amortizare din axa longitudinală
R_{Dqn} — semnificație analogă pentru axa transversală;
R_f — rezistența înfășurării de excitație;
$R_{qkh} = R_{Dkh}$ — rezistența porțiunii de circuit corespunzător segmentelor de inel h ale înfășurării de amortizare (colivia) din axele longitudinală și transversală;
s — alunecarea;
s_c — aria secțiunii transversale a barei înfășurării de amortizare (coliviei), mm²;
s_f — aria secțiunii conductorului înfășurării de excitație, mm²;
s_k — aria secțiunii transversale a inelului de conexiune, mm²;
U — valoarea eficace a tensiunii pe fază a statorului;
$\underline{U}_{e1}$ — tensiunea electromotoare indusă de cîmpul învîrtitor direct în înfășurarea statorică, în complex simplificat;
$\underline{U}_{e3}$ — tensiunea electromotoare indusă în înfășurarea statorică de cîmpul învîrtitor invers în complex simplificat;
$\underline{U}_{ed}$ — tensiunea electromotoare indusă pe faza statorului de cîmpul magnetic rezultant în întrefier, în axa longitudinală, în complex simplificat;
$\underline{U}_{eq}$ — aceeași semnificație pentru axa transversală;
w — numărul de spire pe fază a înfășurării statorului;
w_f — numărul de spire pe pol al înfășurării de excitație;
x — distanța de la axa polului pînă la un punct oarecare măsurată pe circumferință;
x_n — distanța de la axa polului la bara n măsurată pe circumferință;

X_{ad} — reactanța ciclică longitudinală a înfășurării statorului;

X_{adf} — reactanța ciclică de inducție mutuală dintre înfășurarea statorică și înfășurarea de excitație;

X_{aq} — reactanța ciclică transversală a înfășurării statorului

X_{aDdn} — reactanța ciclică de inducție mutuală dintre înfășurarea statorului și circuitul corespunzător barelor n ale înfășurării de amortizare din axa longitudinală;

X_{aDqn} — semnificație analogă pentru axa transversală;

X_{Ddna} — reactanța ciclică de inducție mutuală dintre circuitul corespunzător barelor n ale înfășurării de amortizare din axa longitudinală și înfășurarea statorului;

X_{Ddnf} — reactanța de inducție mutuală dintre circuitul corespunzător barelor n ale înfășurării de amortizare din axa longitudinală și înfășurarea de excitație;

X_{Ddnp} — reactanța de inducție mutuală dintre circuitele corespunzătoare barelor n și p ale înfășurării de amortizare din axa longitudinală;

X_{Dqnp} — semnificație analogă pentru axa transversală;

X_{fad} — reactanța ciclică de inducție mutuală dintre înfășurarea de excitație și înfășurarea statorică;

X_{fDdn} — reactanța de inducție mutuală dintre înfășurarea de excitație și circuitul corespunzător barelor n ale înfășurării de amortizare din axa longitudinală;

X_{uDdn} — reactanța utilă a circuitului corespunzător barelor n ale înfășurării de amortizare din axa longitudinală;

X_{uDqn} — semnificație analogă pentru axa transversală;

X_{uf} — reactanța utilă a înfășurării de excitație;

X_{σ} — reactanța de scăpări pe fază a înfășurării statorului;

$X_{\sigma Ddn}$ — reactanța de scăpări a porțiunii de circuit corespunzător barelor n ale înfășurării de amortizare din axa longitudinală;

$X_{\sigma Dqn}$ — semnificație analogă pentru axa transversală;

$X_{\sigma Dkh}$ — reactanța de scăpări a porțiunii de circuit corespunzător segmentelor de inel h ale înfășurării de amortizare (colivia) din axele longitudinală și transversală;

$X_{\sigma f}$ — reactanța de scăpări a înfășurării de excitație;

$$y = \frac{2x}{\tau},$$

Z_N — impedanța nominală, Ω;

α — raportul dintre arcul piesei polare și pasul polar;

γ — raportul dintre întrefierul echivalent la marginea polului și întrefierul echivalent în axa polului,

$$\gamma = \frac{\delta_{max}}{\delta_{min}},$$

$\delta' = \delta_{min}$ — întrefierul echivalent (adică înmulțit cu factorul lui Carter) în axa polului;

δ_y — lățimea întrefierului echivalent la distanța relativă y de axa polului;

$\lambda_b = \lambda_c + \lambda_d$ — permeanța magnetică geometrică specifică a scăpărilor corespunzătoare unei bare;

λ_c — permeanța magnetică geometrică specifică a scăpărilor în crestătura în care este așezată bara;

λ_d — permeanța magnetică geometrică specifică a scăpărilor la capetele dinților crestăturii în care este așezată bara;

$\lambda_{\sigma f}$ — permeanța magnetică geometrică specifică de scăpări a înfășurării de excitație;

μ_0 — permeabilitatea vidului, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Henry/m;

ρ_{cn} — rezistivitatea electrică a barei n la 75°C, $\Omega mm^2/m$;

ρ_k — rezistivitatea electrică a inelului de conexiune la 75C°, $\Omega mm^2/m$;

σ — coeficient care intră în expresia întrefierului echivalent din spațiul interpolar;

τ — lungimea pasului polar.

Toate mărimile electrice sînt exprimate în unități relative avînd ca bază următoarele mărimi: U_N, I_N, Z_N, S_N.

Bibliografie

[1] *Nicolaide, A.* Mașini electrice. Mașina sincronă. Institutul politehnic din Brașov, 1971.

[2] *Keil, F.* Berechnungsunterlagen für die optimale Auslegung von Dämpferwicklungen und für den asynchronen Anlauf von Schenkelpol — Synchronmaschinen mit massiven Polen. Doktor — Ingenieurs Dissertation. Technische Hochschule Darmstadt, 1967.

[3] *Nicolaide, A.* Untersuchung der Dämpferwicklung und des natürlichen Dämpfersystems der Schenkelpol-Synchronmaschinen. În: Archiv für Elektrotechnik, **53**, nr. 2, 1969, p. 100—120.

[4] *Nicolaide, A.* și *Drăgănescu, O.* Influența saturației asupra caracteristicilor de pornire în asincron a mașinilor sincrone cu poli aparenți. În: Electrotehnica, **18**, nr. 4, 1970, p. 121—128.

[5] *Nicolaide, A.* Stabilirea cu ajutorul calculatorului electronic a caracteristicilor de funcționare în asincron a mașinilor sincrone. Sesiunea de comunicări tehnico-științifice, Comisia inginerilor și tehnicienilor, Secția 6: Mașini electrice și automatizări. Brașov, 5 mai 1972.

Intrat în redacție la 31.VII.1972

Analiza mașinii sincrone fără contacte cu excitație prin inducție și redresare utilizînd armonicele tensiunii de alimentare

RĂZVAN MĂGUREANU* — București

CZ 621.313.322.045.34 : 621.314.63.013.3

Într-un articol anterior [1] a fost prezentat un nou tip de mașină sincronă fără contacte, a cărei excitație era obținută prin redresarea tensiunilor electromotoare induse în înfășurarea rotorică de cîmpul armonicelor tensiunii de alimentare [2]. Mașina respectivă era destinată să funcționeze în acționări sincrone de frecvență variabilă, frecvență obținută de la un ondulor cu tiristoare. La astfel de sisteme tensiunea de alimentare nu este sinusoidală, depinzînd de tipul invertorului ales [3] (fig. 1 a, 1 b,) și, ca urmare, chiar și la sincronism în înfășurarea rotorică, datorită armonicelor superioare de cîmp se induc tensiuni electromotoare de forma :

$$e(t) = \sum_{h=-n}^{n} E_h \sin[(k-l)\,\omega t - \varphi_k] \qquad (1)$$

unde :

$$E_k = 4{,}44\,(k-l)\,fw_2\,k_{w2}\,\Phi_{kmax}\,; \qquad (2)$$

k — ordinul armonicii din tensiunea de alimentare ;

$\omega = 2\pi f$ = pulsația fundamentalei tensiunii de alimentare ;

φ_k = defazajul ce ține cont atît de reactanțele statorice pentru fiecare armonică în parte, cît și de poziția înfășurării față de o axă de simetrie rotorică. Dacă înfășurarea respectivă este scurtcircuitată, în ea apar curenții corespunzători acestei tensiuni, curenți însă limitați ca amplitudine de reactanțele ridicate ale mașinii (fig. 1 c). Dacă în serie cu această înfășurare se introduce un element redresor, curentul obținut nu mai este alternativ ci redresat în monoalternanță și datorită frecvenței înalte și reactanțelor ridicate redresorul practic nu se mai stinge, iar componenta de curent continuu are o valoare preponderentă (fig. 1 d). Datorită acestei componente importante de curent continuu, reacția indusului este redusă, iar valoarea curentului redresat, mult mai mare decît a celui neredresat (comparativ fig. 1 c cu fig. 1 d), devenind suficientă pentru excitarea corespunzătoare a mașinii.

În articolul amintit [1] au fost prezentate caracteristicile experimentale ale unei astfel de mașini și s-au evidențiat performanțele deosebit de favorabile obținute. În articolul de față se merge mai departe și, integrînd printr-o metodă numerică ecuațiile lui Park se prezintă în final un studiu comparativ al rezultatelor teoretice și experimentale. Mașina studiată a fost obținută dintr-o mașină asincronă trifazată cu rotor bobinat de 5 kW, la care

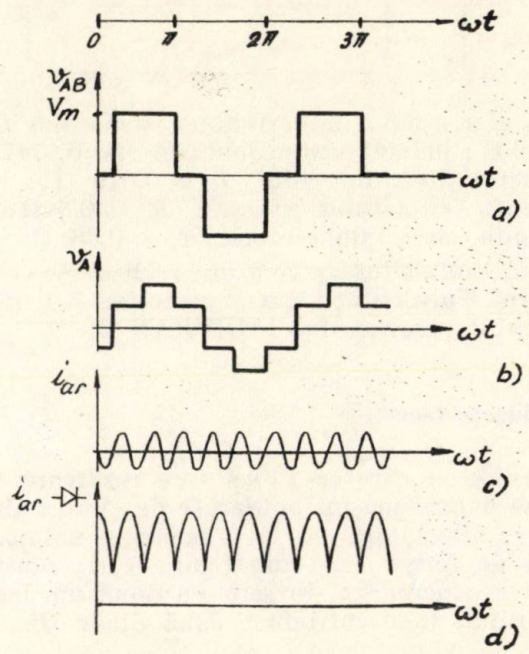


Fig. 1. Variația în timp a tensiunilor și curenților la o mașină de curent alternativ alimentată de la un ondulor standard cu tiristoare :

a — tensiunea de linie ; *b* — tensiunea de fază ; *c* — curentul într-o înfășurare rotorică scurtcircuitată, cînd mașina funcționează la sincronism ; *d* — curentul într-o înfășurare rotorică închisă printr-o diodă cînd mașina funcționează la sincronism.

întrefierul a fost mărit la dublu cu scopul de a obține parametrii unei mașini sincrone de putere echivalentă. Problemele de pornire au putut fi depășite utilizînd în locul diodelor (fig. 2) o pereche de triacuri care printr-un sistem foarte simplu de comandă la alunecări ce depășesc 0,05 asigură scurtcircuitarea înfășurărilor [1]. La funcționarea sincronă triacurile se comportă ca simple diode, astfel că în analiza ulterioară ele vor fi prezentate sub această formă. Mărimile nominale au fost considerate cele ale mașinii nemodificate, parametrii mașinii după modificare fiind următorii :

* Dr. ing. *R. Măgureanu* este Șef de lucrări la Institutul Politehnic București

puterea nominală 5 kW; tensiunea de alimentare V_n=2500 V, (V_m = 307 V); turația nominală n_n = 1500 rot/min la 50 Hz; curentul statoric nominal I_{1n}= 20 A; cuplul nominal M_n= 32 Nm. Parametrii circuitului echivalent al mașinii: inductivitatea statorului L_s= 0,079 H; inductivitatea mutuală M=0,0747 H; inductivitatea rotorului L_r = 0,079 H; rezistența circuitului statoric R_s = 0,5 Ω; rezistența circuitului rotoric R_r = 0,68 Ω.

Procesul de integrare a fost realizat pe calculatorul Universității din Manchester ICL 1904, limbajul programului FORTRAN 4.

1. Bazele teoretice

Problema care se ridică spre rezolvare este aceea a unei mașini polifazate de curent alternativ, alimentată de la o tensiune nesinusoidală de forma celei din figura 1 a; funcționînd la sincronism, în serie cu două din fazele rotorului, fiind introduse două diode (fig. 2).

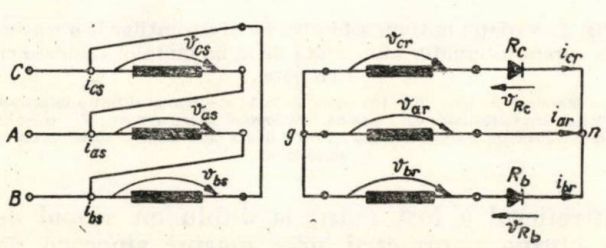


Fig. 2. Schema de principiu a mașinii sincrone utilizînd pentru excitație armonici de tensiune.

Atît regimul tranzitoriu, cît și cel staționar sînt guvernate de ecuațiile lui Park, și integrarea acestor relații va permite determinarea cu bună aproximație a performanțelor mașinii. Analiza va porni de la aceste ecuații, în sistem de referință rotoric, ecuații care vor fi modificate pe parcurs în funcție de diversele particularități.

Pornind de la figura 2, unde s-au notat mărimile electrice instantanee reale ale mașinii cu indicele s pentru stator și r pentru rotor, se pot scrie [4], în coordonate rotorice ecuațiile transformate ale mașinii sub forma generală:

		q_s	d_s	os	qr	dr	or	
v_{qs}	q_s	$R_s + L_s p$	$L_s\dot{\theta}$		Mp	$M\dot{\theta}$		i_{qs}
v_{ds}	ds	$-L_s\dot{\theta}$	$R_s + L_s p$		$-M$	Mp		i_{ds}
v_{os}	os			$R_s + L_{os}p$				i_{os}
v_{qr}	qr	Mp			$R_r + L_r p$			i_{qr}
v_{dr}	dr		Mp			$R_r + L_r p$		i_{dr}
v_{or}	or						$R_r + L_{or}p$	i_{or}

(3)

$$m = P \cdot M \cdot (i_{qs} \cdot i_{dr} - i_{ds} \cdot i_{qr})$$

$$\frac{J}{P}\ddot{\theta} = m - MR$$

unde:

v și i sînt tensiunile și curenții instantanei raportați la axele q și d;

p — operatorul de derivare $\frac{d}{dt}$;

$\dot{\theta}$ — derivata unghiului de deplasare, viteza instantanee;

$\ddot{\theta}$ — accelerația;

P — numărul de perechi de poli;

m — cuplul instantaneu;

J — momentul de inerție;

MR — cuplul rezistent.

Sensul parametrilor L_s, L_r, R_s, R_r, M a fost prezentat anterior, iar L_{os}, L_{or} sînt inductanțele corespunzătoare secvenței homopolare.

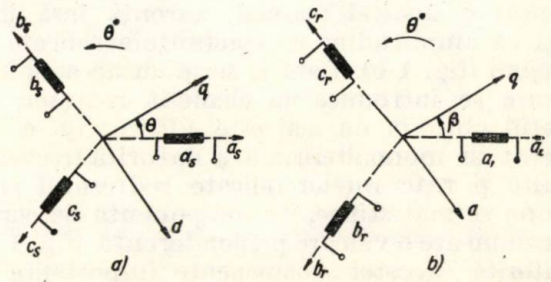


Fig. 3. Sistemul de referință:
a — pentru stator; b — pentru rotor.

Sistemul de axe de referințe a fost adoptat cel utilizat de N. Hancock [5], q înaintea axei d, în sensul de rotație, prezentat în figurile 3,a pentru stator și 3,b pentru rotor. Dacă axa fazei as a fost aleasă axă de referință pentru înfășurarea statorică, unghiul de deplasare θ s-a adoptat între această axă și axa q.

Pentru rotor axa fazei *ar* s-a adoptat identică cu axa *q* astfel încît unghiul $\beta = 0$.

Legătura dintre mărimile instantanee reale i_j, v_j și cele transformate i_T, v_T se obține utilizînd matricele de transformare cunoscute, de forma [4], [5]:

$$|v_T| = \begin{vmatrix} |v_{Ts}| \\ |v_{Tr}| \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} |C_{Ts}|\cdot|v_s| \\ |C_{Tr}|\cdot|v_r| \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{os} \\ v_{qr} \\ v_{dr} \\ v_{dr}' \end{vmatrix} \tag{4}$$

$$|i_T| = \begin{vmatrix} |i_{Ts}| \\ |i_{Tr}| \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} |C_{Ts}|\,|i_s| \\ |C_{Tj}|\,|i_r| \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{os} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \\ i_{or} \end{vmatrix} \tag{4'}$$

unde

$$|C_{Ts}| = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{vmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-2\pi/3) & \cos(\theta+2\pi/3) \\ \sin\theta & \sin(\theta-2\pi/3) & \sin(\theta+2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{vmatrix} \begin{matrix} qs \\ ds \\ os \end{matrix} \tag{5}$$

(as, bs, cs)

și

$$|C_{Ts}|^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{vmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta-2\pi/3) & \sin(\theta-2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta+2\pi/3) & \cos(\theta+2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{vmatrix} \begin{matrix} as \\ bs \\ cs \end{matrix} \tag{5'}$$

(qs, ds, os)

iar

$$|C_{Tr}| = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{vmatrix} \cos\beta & \cos(\beta+2\pi/3) & \cos(\beta-2\pi/3) \\ \sin\beta & \sin(\beta+2\pi/3) & \sin(\beta-2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{vmatrix} \begin{matrix} qr \\ dr \\ or \end{matrix} \tag{6}$$

(ar, br, cr)

și

$$|C_{Tr}|^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{vmatrix} \cos\beta & \sin\beta & 1/\sqrt{2} \\ \cos\left(\beta-\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\beta-\frac{2\pi}{3}\right) & 1/\sqrt{2} \\ \cos\left(\beta+\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\beta+\frac{2\pi}{3}\right) & 1/\sqrt{2} \end{vmatrix} \begin{matrix} ar \\ br \\ cr \end{matrix} \tag{6'}$$

(qr, dr, or)

Considerînd cele spuse anterior, în ceea ce privește alegerea axelor *q* și *d* pe rotor = 0, relațiile (6) și (6') devin:

$$|C_{Tr}| = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{vmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ & \sqrt{3/2} & -\sqrt{3/2} \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{vmatrix} \begin{matrix} qr \\ dr \\ or \end{matrix} \tag{7}$$

(ar, br, cr)

$$|C_{Tr}|^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{vmatrix} 1 & & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & \sqrt{3/2} & 1/\sqrt{2} \\ \sqrt{1/2} & -3/2 & 1/\sqrt{2} \end{vmatrix} \begin{matrix} ar \\ br \\ cr \end{matrix} \tag{7'}$$

(qr, dr, or)

Deoarece nici pentru stator și nici pentru rotor nu avem fir neutru, curenții homopolari sînt zero, $i_{os} = i_{or} = 0$, și în mod corespunzător tensiunile homopolare sînt nule $v_{os} = v_{or} = 0$.

Acest lucru permite simplificarea ecuațiilor și sistemul (3) devine:

$$\begin{vmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{qr} \\ v_{dr} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_s+L_sp & L_s\dot{\theta} & Mp & M\dot{\theta} \\ -L_s\dot{\theta} & R_s+L_sp & -M\dot{\theta} & Mp \\ Mp & & R_r+L_rp & \\ & Mp & & R_r+L_rp \end{vmatrix} \begin{matrix} q_s \\ d_s \\ q_r \\ d_r \end{matrix} \cdot \begin{vmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{vmatrix} \tag{8}$$

(qs, ds, qr, dr)

$$m = P\cdot M(i_{qs}i_{dr} - i_{ds}i_{qr})$$

$$J\ddot{\theta} = m - MR$$

sau, sub o formă mai compactă

$$|v_T| = |B|\cdot|i_T| + |D|\cdot|p\,i_T| \tag{9}$$

unde $|B|$ și $|D|$ sînt matrice de forma:

$$|B| = \begin{vmatrix} R_s & L_s\dot{\theta} & & M\dot{\theta} \\ -L_s\dot{\theta} & R_s & -M\dot{\theta} & \\ & & R_r & \\ & & & R_r \end{vmatrix} \qquad (10)$$

$$|D| = \begin{vmatrix} L_s & & M & \\ & L_s & & M \\ M & & L_r & \\ & M & & L_r \end{vmatrix}. \qquad (10')$$

Această formă a fost aleasă deoarece indiferent de metoda de integrare numerică folosită, sistemul de ecuații diferențiale trebuie aranjat astfel:

$$\left|\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} y\right| = |f(t, y_1, y_2, \ldots, y_n| \qquad (11)$$

expresia (9) modificîndu-se simplu sub forma:

$$|pi_T| = \{|D|^{-1}|v_T| - |B|\cdot|i_T|\} \qquad (12)$$

Din inspectarea figurii 2 rezultă că există patru stări posibile pentru funcționarea circuitului rotoric cu cele două diode înseriate în fazele *br* și *cr*:

a) în toate cele trei faze curentul este zero (diodele nu conduc):

$$i_{ar} = i_{br} = i_{cr} = 0;$$

b) faza *br* deconectată (dioda *Rb* nu conduce):

$$i_{br} = 0,\ i_{ar} = -i_{cr};$$

c) faza *cr* deconectată (dioda *Rc* nu conduce):

$$i_{cr} = 0,\ i_{ar} = -i_{br};$$

d) toate cele trei faze conectate:

$$i_{ar} \neq 0,\ i_{br} \neq 0,\ i_{cr} \neq 0.$$

Starea „a", toate cele trei faze deconectate

$$i_{ar} = i_{br} = i_{cr} = 0.$$

Din relațiile (4') și (7) se obține

$$i_{dr} = i_{qr} = 0. \qquad (13)$$

Iar din (8) și (13):

$$v_{qr} = Mp\, i_{qs}$$
$$v_{dr} = Mp\, i_{ds}. \qquad (14)$$

Pentru ca în cele trei înfășurări rotorice curenții să fie zero, cele trei întreruptoare echivalente diodelor (fig. 4) trebuie înlocuite prin trei tensiuni electromotoare străine care

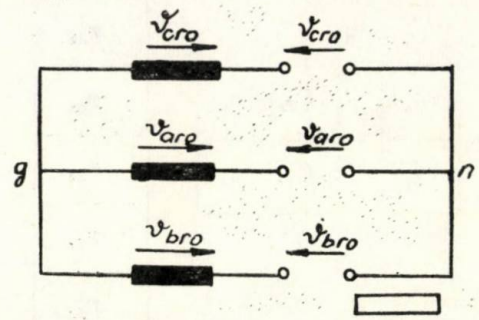


Fig. 4. Schema de principiu a rotorului pentru cazul cînd ambele diode nu conduc. Starea *a*.

să compenseze t.e.m. induse în fazele respective. (Un procedeu asemănător celui folosit de Krause și Thomas [6] pentru determinarea regimurilor tranzitorii la mașina asincronă).

Utilizînd ecuațiile (4), (7) și (14) se obțin relațiile pentru tensiunile induse în fazele rotorului:

$$v_{aro} = \sqrt{\frac{2}{3}}\, M\, p\, i_{qs}$$

$$v_{bro} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{2}{3}}\, M\, p\,(\sqrt{3}\, i_{ds} - i_{qs}) \qquad (15)$$

$$v_{cro} = -\frac{1}{2}\sqrt{\frac{2}{3}}\, Mp\,(\sqrt{3}\, i_{ds} + i_{qs}).$$

Substituind tensiunile v_{dr} și v_{qr} (14) în relațiile (8):

$$\begin{vmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ \\ \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_s+L_sp & L_s\dot{\theta} & Mp & M\dot{\theta} \\ -L_s\dot{\theta} & R_s+L_sp & -M\dot{\theta} & Mp \\ & & R_r+L_rp & \\ & & & R_r+pL_r \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{vmatrix} \qquad (16)$$

Cu $i_{qr} = i_{dr} = 0$, matricea fiind scrisă 4 pe 4 din dorința utilizării în program a aceleiași subrutine de inversare:

sau,

$$|v_{11}| = |B|\cdot|i_T| + |D_1|\cdot|pi_T|. \qquad (17)$$

Unde, $|B|$, $|i_T|$, $|p\,i_T|$ au aceeași semnificație ca în relațiile (10),

$$|v_{T1}| = \begin{vmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ \\ \end{vmatrix} \quad |D_1| = \begin{vmatrix} L_s & & M & \\ & L_s & & M \\ & & L_r & \\ & & & L_r \end{vmatrix} \tag{18}$$

iar tensiunea inversă pe diode:

$$v_{Rb} = v_{baro} = v_{bro} - v_{aro} = \frac{\sqrt{2}}{2} Mp(i_{ds} - \sqrt{3} i_{qs})$$

$$v_{Rc} = v_{caro} = v_{cro} - v_{aro} = -\frac{\sqrt{2}}{2} Mp(i_{ds} + \sqrt{3} i_{qs}). \tag{19}$$

Starea „b" faza „br" nu conduce

$$i_{br} = 0, \quad i_{ar} = -i_{cr}. \tag{20}$$

Ca și în cazul precedent, dioda care nu conduce se înlocuiește cu o tensiune electromotoare străină care să compenseze t.e.m. din ochiul respectiv, astfel încît curentul i_{br} să fie nul, (fig. 5), căderea de tensiune pe dioda *Rc*

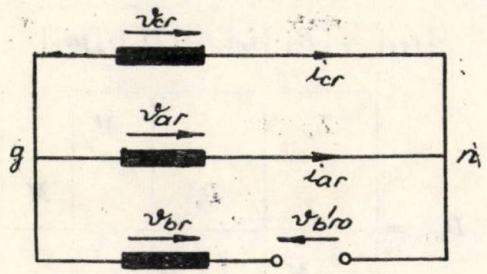


Fig. 5. Schema de principiu a rotorului pentru cazul cînd dioda Rb nu conduce. Starea *b*.

care conduce se neglijează, și din schema prezentată în figura 5 se poate scrie:

$$\begin{aligned} v_{ar} &= -v_{n\sigma} \\ v_{br} &= v'_{bro} - v_{n\sigma} \\ v_{cr} &= -v_{n\sigma}. \end{aligned} \tag{21}$$

Din ecuațiile (20) și (7′) se obține:

$$\begin{aligned} i_{qr} &= \sqrt{\frac{3}{2}}\, i_{ar} \\ i_{dr} &= \frac{1}{\sqrt{2}}\, i_{ar}, \end{aligned} \tag{22}$$

iar din (21) și (8)

$$\begin{aligned} v_{qr} &= -\frac{1}{2}\sqrt{\frac{2}{3}}\, v_{bro} \\ v_{dr} &= \frac{\sqrt{2}}{2} v'_{bro} \\ v_0 &= 0 = \frac{v_{bro}}{3} - v_{bn\sigma} \end{aligned} \tag{23}$$

sau,

$$v_{n\sigma} = \frac{v_{bro}}{3}$$

Combinînd relațiile (8), (20) și (23) se obține:

$$v'_{bro} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{3}{2}}\, Mp\,(\sqrt{3}\, i_{ds} - i_{qs}) \tag{24}$$

și din relațiile (23) și (24):

$$\begin{aligned} v_{qr} &= -\frac{1}{4} Mp\,(\sqrt{3} i_{ds} - i_{qs}) \\ v_{dr} &= -\frac{\sqrt{3}}{4} Mp\,(\sqrt{3}\, i_{ds} - i_{qs}) \end{aligned} \tag{25}$$

și setul de ecuații (8) devine:

$$\begin{vmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ \\ \\ \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_s + L_s p & L_s\dot{\theta} & MP & M\dot{\theta} \\ -L_s\dot{\theta} & R_s + L_s p & -M\dot{\theta} & Mp \\ \frac{3}{4} Mp & \frac{\sqrt{3}}{4} Mp & R_r + L_r p & \\ \frac{\sqrt{3}}{4} Mp & \frac{1}{4} Mp & & R_r + L_r p \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{vmatrix} \tag{26}$$

sau,

$$|v_{T1}| = |B| \cdot |i_T| + |D_2| \cdot |p i_T| \tag{27}$$

unde $|v_{T1}|$, $|B|$, $|i_T|$, $|p i_T|$, cu sensurile precizate anterior, iar,

$$|D_2| = \begin{vmatrix} L_s & & M & \\ & L_s & & M \\ \frac{3}{4} M & \frac{\sqrt{3}}{4} M & L_r & \\ \frac{\sqrt{3}}{4} M & \frac{1}{4} M & & L_r \end{vmatrix} \tag{28}$$

corespunzător, tensiunea inversă pe redresorul *Rb* va fi:

$$v_{Rb} = v_{bro} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} Mp (\sqrt{3} i_{ds} - i_{qs}). \quad (29)$$

Starea „c" faza „cr" nu conduce

$$i_{cr} = 0, \quad i_{ar} = -i_{br}. \quad (30)$$

Ca și în cazul b), dioda *Rc*, care nu conduce, se înlocuiește cu o t.e.m. străină, astfel încît curentul i_{cr} să fie nul; căderea de tensiune pe dioda *Rb* se neglijează (figura 6).

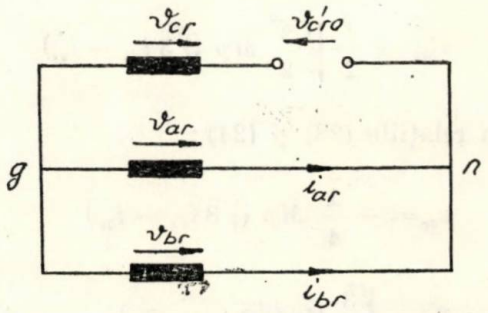


Fig. 6. Schema de principiu a rotorului pentru cazul cînd dioda Rc nu conduce. Starea *c*.

Din schema prezentată în figura 6 se poate scrie:

$$\begin{aligned} v_{ar} &= -v_{ng} \\ v_{br} &= -v_{ng} \\ v_{cr} &= v'_{cro} - v_{ng}. \end{aligned} \quad (31)$$

Din relațiile (30) și (7),

$$\begin{aligned} i_{qr} &= \sqrt{\frac{3}{2}} i_{ar}, \\ i_{dr} &= \frac{-1}{\sqrt{2}} i_{ar} \end{aligned} \quad (32)$$

iar din relațiile (8) și (31):

$$\begin{aligned} v_{qr} &= -\frac{2}{3}\sqrt{\frac{2}{3}} v'_{cro} \\ v_{dr} &= -\frac{1}{\sqrt{2}} v'_{cro} \\ v_0 = 0 &= \frac{v'_{cro}}{3} - v_{ng} \end{aligned} \quad (33)$$

sau, $v_{ng} = \frac{v'_{cro}}{3}$.

Din relațiile (8), (31), și (32), t.e.m. străină,

$$v'_{cro} = -\frac{1}{2}\sqrt{\frac{3}{2}} Mp (\sqrt{3} i_{ds} + i_{qs}) \quad (34)$$

și din relațiile (34) și (33):

$$\begin{aligned} v_{dr} &= \frac{\sqrt{3}}{4} Mp (\sqrt{3} i_{ds} + i_{qs}) \\ v_{qr} &= \frac{1}{4} Mp (\sqrt{3} i_{ds} + i_{qs}). \end{aligned} \quad (35)$$

Corespunzător, din relațiile (8) și (35) ecuațiile generale particularizate devin:

$$\left|\begin{array}{c|cccc|c} v_{qs} & R_s+L_sp & L_s\dot{\theta} & Mp & M\dot{\theta} & i_{qs} \\ v_{ds} & -L_s\dot{\theta} & R_s+L_sp & -M\dot{\theta} & Mp & i_{dr} \\ & \frac{3}{4}Mp & -\frac{\sqrt{3}}{4}Mp & R_r+L_rp & & i_{qr} \\ & -\frac{\sqrt{3}}{4}Mp & \frac{1}{4}Mp & & R_r+L_rp & i_{dr} \end{array}\right| \quad (36)$$

sau, sub forma matriceală restrînsă:

$$|v_{T1}| = |B| \cdot |i_T| + |D_3| \cdot |p i_T| \quad (37)$$

unde $|D_3| =$

$$\left|\begin{array}{cccc} L_s & & M & \\ & L_s & & M \\ \frac{3}{4}M & -\frac{\sqrt{3}}{4}M & L_r & \\ -\frac{\sqrt{3}}{4}M & \frac{1}{4}M & & L_r \end{array}\right| \quad (38)$$

Tensiunea inversă pe dioda *Rc* se obține din (34)

$$v_{Rc} = v'_{cro} = -\frac{1}{2}\sqrt{\frac{3}{2}} Mp(\sqrt{3} i_{ds} + i_{qs}) \quad (39)$$

Starea „d", toate fazele conduc

$$i_{ar} \neq 0, i_{br} \neq 0, i_{cr} \neq 0. \quad (40)$$

Din schema de principiu prezentată în figura 7, neglijîndu-se căderile de tensiune pe diode,

$$v_{cr} = v_{br} = v_{cr} = 0. \quad (41)$$

Corespunzător, din (41) și (7):

$$v_{dr} = v_{qr} = 0 \tag{42}$$

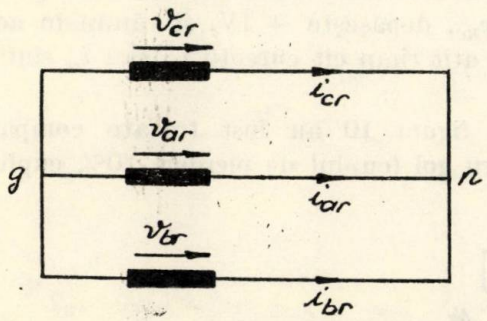


Fig. 7. Schema de principiu pentru rotor pentru cazul cînd ambele diode conduc. Starea *d*.

Și sistemul de ecuații (8) devine:

$$\begin{vmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{qr} \\ v_{dr} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_s+L_sp & L_s\dot{\theta} & Mp & M\dot{\theta} \\ -L_s\dot{\theta} & R_s+L_sp & -M & Mp \\ Mp & & R_r+L_rp & \\ & Mp & & R_s+L_rp \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{vmatrix} \tag{43}$$

sau, matriceal restrîns,

$$|v_{T1}| = |B| \cdot |i_T| + |D_4| \cdot |p\, i_T| \tag{44}$$

matricele cu aceleași semnificații ca în cazurile precedente, $|D_4|$ fiind egale cu $|D|$:

$$|D_4| = |D|. \tag{45}$$

2. Determinarea soluțiilor pe calculator și compararea rezultatelor

Integrarea ecuațiilor (12) a fost realizată utilizînd o metodă numerică Runge — Kutta — Merson cu control automat al erorii și o subrutină logică pentru determinarea matricei $|D|$. Pentru regimul staționar s-a presupus o funcționare la viteza de sincronism $\theta = \omega$. Pentru demararea procesului de integrare, constantele inițiale pot fi determinate utilizînd funcțiile de stare pentru fenomene periodice [7], [8], fie folosind o metodă de relaxație ce pornește cu constante inițiale nule și la care după 3—4 constante de timp electrice ale mașinii, soluția devine staționară, soluția tranzitorie nereprezentînd nici un interes practic [9].

Tensiunile pe fază pentru cazul considerat v_{as}, v_{bc}, v_{cs}, la legătura în triunghi reprezintă tensiunile de linie ale ondulorului v_{AB}, v_{BC}, v_{CA}, tensiuni considerate constante în timpul procesului de funcționare a mașinii. Aceste tensiuni sînt prezentate în figura 1a și pot fi exprimate funcție de timp, după cum urmează:

$$\begin{aligned} v(x) &= 0 \quad \text{pentru} \quad 330° \leqslant x < 30° \\ v(x) &= V_m \quad \text{pentru} \quad 30° \leqslant x < 150° \\ v(x) &= 0 \quad \text{pentru} \quad 150° \leqslant x < 210° \\ v(x) &= -V_m \quad \text{pentru} \quad 210° \leqslant x < 330° \end{aligned} \tag{46}$$

$$\begin{aligned} v_{as} &= v(x) \quad \text{cu} \quad x = \omega\, t \\ v_{bs} &= v(x) \quad \text{cu} \quad x = \omega t - 120° \\ v_{cs} &= v(x) \quad \text{cu} \quad x = \omega t + 120°. \end{aligned} \tag{47}$$

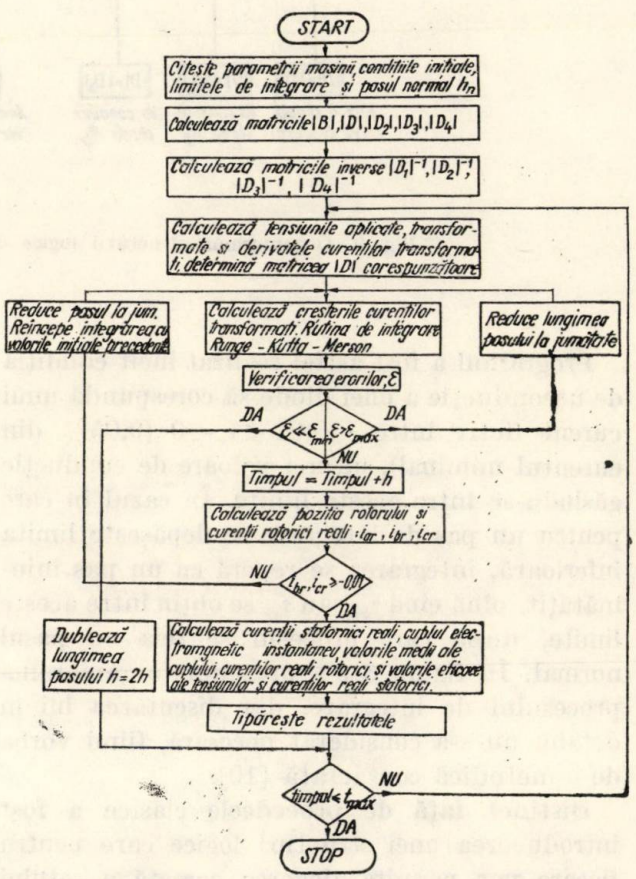


Fig. 8. Organigrama procesului de integrare.

Unghiul θ, din figura 3a fiind exprimat ca:

$$\theta = \omega t + \pi - \delta, \tag{48}$$

unde δ este unghiul intern de sarcină pentru armonica fundamentală de tensiune.

Integrarea ecuațiilor (12) conduce la determinarea curenților i_{ds}, i_{qs}, i_{dr}, i_{qr}, și implicit la determinarea cuplului electromagnetic.

rutinei este prezentată în figura 9, sistemul logic alegînd matricea $|D|$ corespunzătoare.

Condiția de conducție a diodelor este realizată atunci cînd tensiunea inversă pe diodă v_{Rb}, v_{RC}, depășește + 1V, și rămîn în această stare atît timp cît curenții i_{br} sau i_{cr} sînt pozitivi.

În figura 10 au fost trasate comparativ, pentru gol (cuplul de pierderi 10% cuplul no-

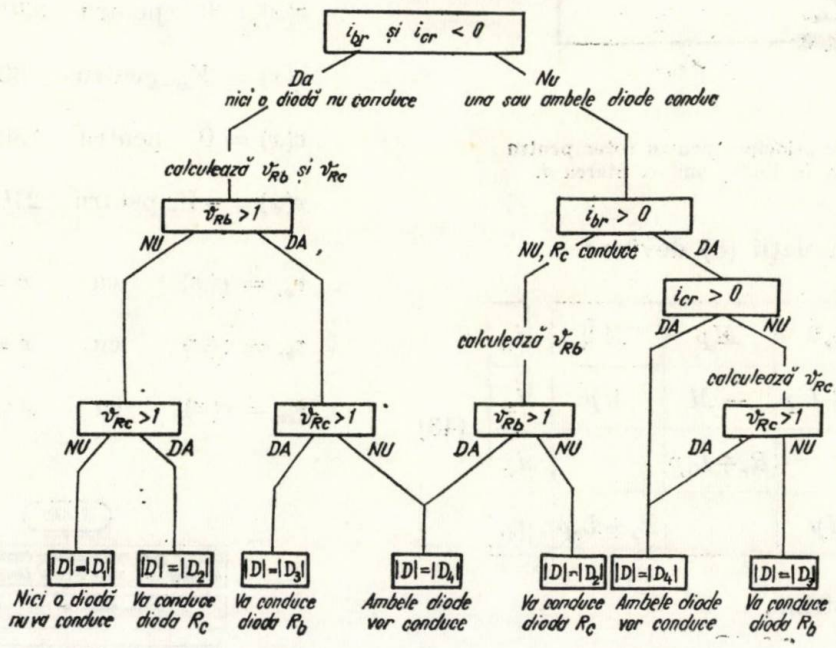


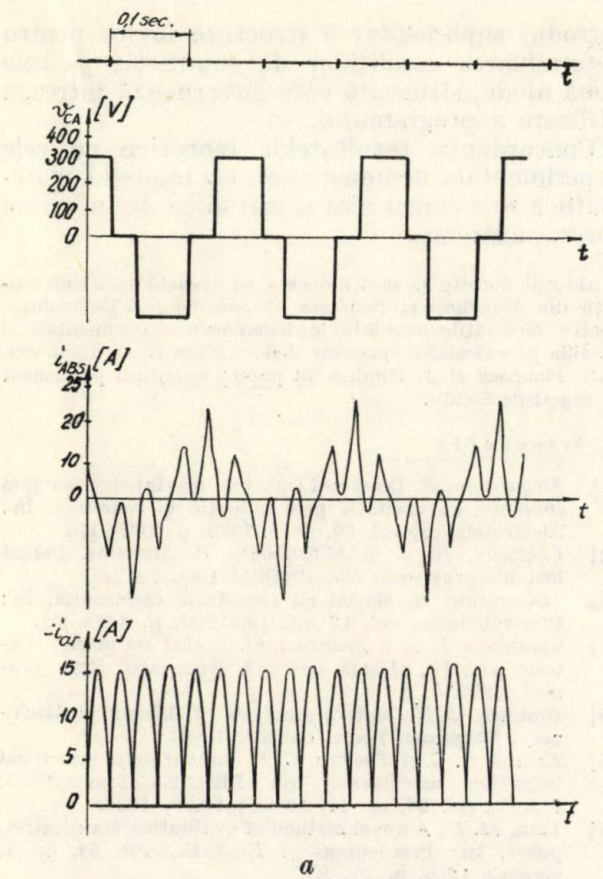
Fig. 9. Organigrama structurii logice de alegere a setului corespunzător de ecuații.

Programul a fost astfel realizat încît condiția de neconducție a unei diode să corespundă unui curent fictiv între $-0{,}01 < i_r < 0$ (0,05% din curentul nominal), ultima valoare de conducție găsindu-se între aceste limite. În cazul în care pentru un pas de integrare se depășește limita inferioară, integrarea se repetă cu un pas înjumătățit, pînă cînd i_{br} sau i_{cr} se obțin între aceste limite, după care procesul se reia cu pasul normal. În figura 8 s-a prezentat organigrama procesului de integrare, dar discutarea lui în detaliu nu s-a considerat necesară, fiind vorba de o metodică consacrată [10].

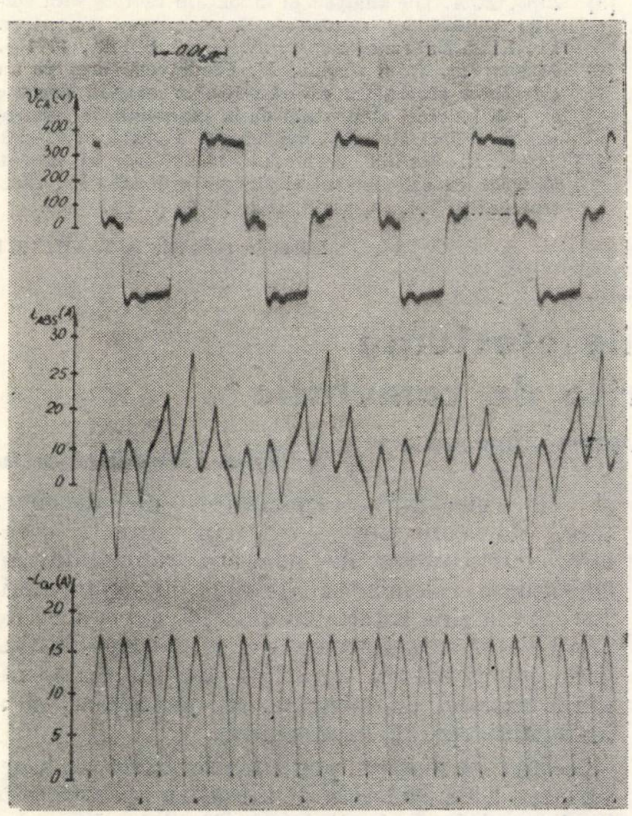
Distinct față de procedeele clasice a fost introducerea unei structuri logice care pentru fiecare pas permite alegerea corectă a setului de ecuații pentru integrat. Organigrama sub-

minal) și cuplu nominal, oscilogramele tensiunilor pe fază ale curenților statorici și rotorici (faza a_r) determinați experimental și cei obținuți teoretic. Rezultatele obținute sînt foarte apropiate depășind speranțele cele mai optimiste ale autorului. De asemenea, trebuie remarcate diferențele în forma curenților rotorici pentru gol și sarcină nominală, creșterea componentei medii redresate cu creșterea sarcinii, fenomen care nu a putut fi explicat corespunzător prin analiza armonică [1] și care de această dată se obține automat.

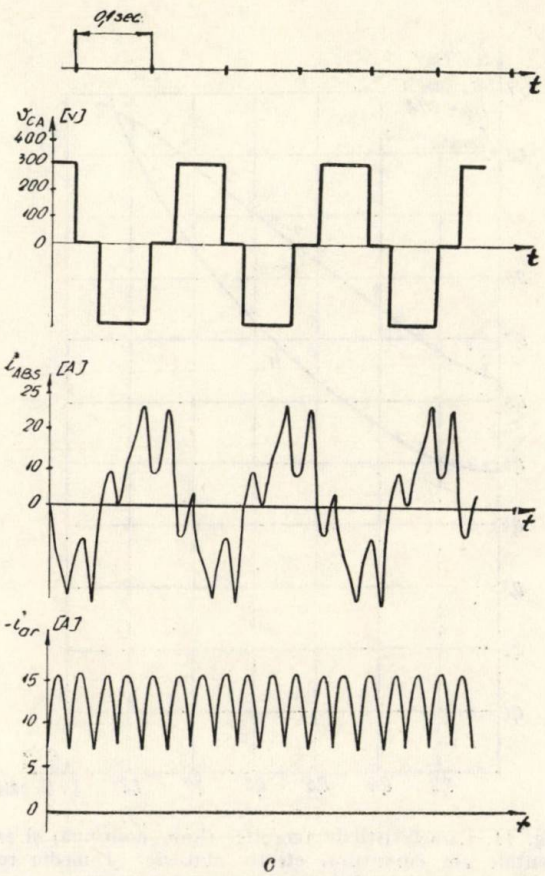
În figura 11 s-au trasat comparativ caracteristicile curentului statoric și rotoric, funcție de sarcină, observîndu-se apropierea lor foarte bună și demonstrînd deci justețea metodei.



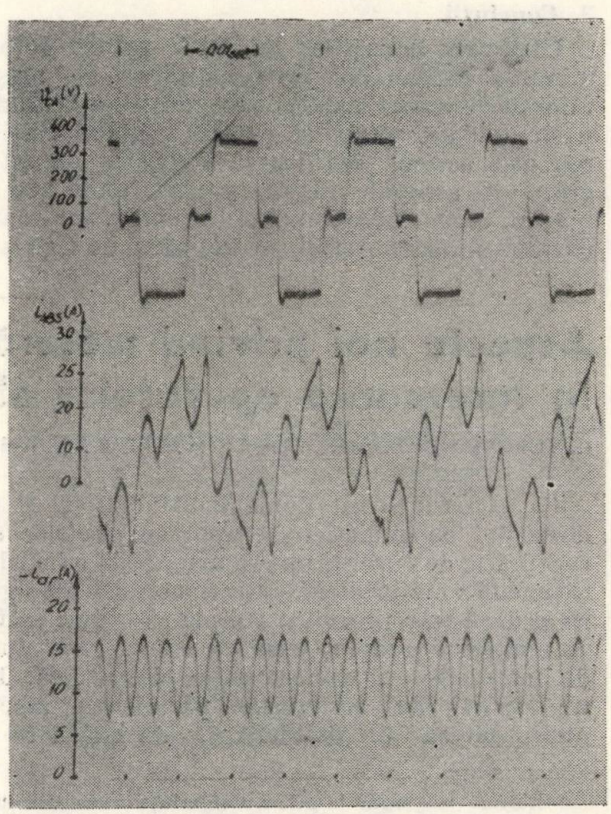
a



b



c



d

Fig. 10. Variația în timp a tensiunilor statorice pe fază a curentului statoric de linie și rotoric de fază;
a, b – teoretic și experimental pentru gol; c, d – teoretic și experimental pentru sarcina nominală (32 Nm)

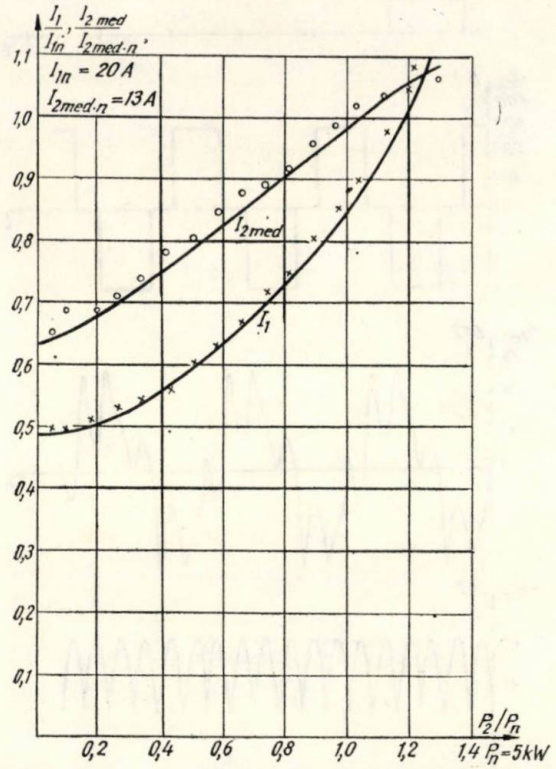


Fig. 11. Caracteristicile teoretice (linie continuă) şi expermentale ale curentului efectiv statoric şi mediu rotoric funcţie de sarcină.

3. Concluzii

Utilizarea ecuaţiilor lui Park pentru determinarea regimurilor de funcţionare ale maşinilor de curent alternativ alimentate cu tensiuni nesinusoidale, chiar şi pentru regimul staţionar este perfect justificată. Metodica de integrare este general valabilă pentru toate aceste maşini, cerînd doar o adaptare corespunzătoare cazului studiat. Astfel, în lucrarea de faţă s-a introdus suplimentar o structură logică pentru determinarea condiţiilor de conducţie pe cele două diode, structură care guvernează întreaga utilizare a programului.

Concordanţa rezultatelor teoretice cu cele experimentale demonstrează că modelul matematic a fost corect ales şi metodica de integrare corespunzătoare.

Autorul doreşte să mulţumească pe această cale Universităţii din Manchester, Institute of Science and Technology, pentru facilităţile acordate în încercările experimentale şi studiile pe calculator, precum şi doctorilor B. J. Chalmers, N.N. Hancock şi J. Hindmarsh pentru sprijinul permanent şi sugestiile făcute.

Bibliografie

[1] *Măgureanu, R.* Două noi tipuri de maşini sincrone fără contacte, cu excitaţie prin inducţie şi redresare. În: Electrotehnica, vol. **20**, nr. 5. 1972, p. 169–176
[2] *Chalmers, B. J.* şi *Măgureanu, R.* Machine. Patent britanic provizoriu No. 59168/11 Dec. 1972.
[3] *Măgureanu, R.* Maşini cu comutaţie electronică. În: Electrotehnica, vol. **17**, nr. 12, 1969, p. 447–455.
[4] *Gheorghiu, I. S.* şi *Fransua, Al.* Tratat de maşini electrice. vol. **IV**, Maşina sincronă. Bucureşti, Edit. Tehnică, 1972.
[5] *Hancock, N.N.* Matrix Analysis of Electrical Machinery, Pergamon Press, Oxford, 1964.
[6] *Krause, P. C.* şi *Thomas, C. H* Simulation of symetrical induction machinery. In: I.E.E.E. Transactions, P.A.S., vol. **84**, nr. 11, 1965, p.1028–1035.
[7] *Liou, M. L.*, A novel method of evaluating transientresponse. In: Proceedings of I.E.E.E., vol. **54**, nr. 1, ianuarie 1966, p. 20–23.
[8] *Lipo, T. A.* The analysis of induction motors with voltage control by symmetrically triggered thyristors. In: I.E.E.E. Transactions, P.A.S., vol. 90, nr., 1971 p.
[9] *Măgureanu, R.* şi *Necula, M.* Predeterminarea pe un calculator analogic a caracteristicilor maşinii sincrone cu poli înnecaţi alimentată de la un comutator electronic. În: Electrotehnica, vol. **19**, nr. 2, 1971, p. 47–52.
[10] *Micu, E.* Studiul regimului tranzitoriu al maşinii sincrone cu calculatorul electronic numeric. În: Electrotehnica, vol. **19**, nr. 8, aug. 1971, p. 287–292.

Intrat în redacţie la 5. XII. 1971

Aspecte noi privind măsurătorile efectuate la încercarea aparatelor electrice de comutaţie*

GHEORGHE HORTOPAN, VIORICA HORTOPAN ŞI VASILE TRUŞCĂ** – Bucureşti

CZ. 621.316.57.014.31 :621.314.224

Ca în oricare alt domeniu al tehnicii şi în domeniul construcţiei de aparate electrice de comutaţie de curenţi tari se urmăreşte o folosire raţională a materialelor active, o tehnologie sigură şi dacă este posibil şi simplă. Se tinde astfel la obţinerea unor aparate cu consumuri reduse de materiale, cu volum redus de muncă. La un aparat de comutaţie parametrii mecanici – viteză de deschidere, de închidere – şi cei electrici – capacitatea de deconectare, de conectare – sînt în directă corelare, dar camera de stingere reprezintă, în continuare, elementul sensibil al aparatului. Este de la sine înţeles că energia dezvoltată de arcul electric, la deconectare, în camera de stingere, joacă un rol hotărîtor asupra dimensionării camerei de stingere, în particular, şi a întregului aparat, în ansamblu.

Acesta este motivul pentru care astăzi se observă o tendinţă generală de a realiza aparate, atît în domeniul tensiunii joase cît şi în domeniul tensiunii înalte, care să menţină arcul electric, în camera de stingere, cel mult o semiperioadă.

* Lucrare susţinută la a II-a Conferinţă a electricienilor (Bucureşi, 21–23 sept. 1972)

** Dr. ing. *G. Hortopan* este profesor, Dr. ing. *Viorica Hortopan* este conferenţiar şi ing *V. Truşcă* este asistent la Institutul Politehnic din Bucureşti.

Desigur că aparatele, care folosesc ca mediu de stingere un lichid, nu vor atinge niciodată această performanță.

În schimb contactoarele în aer, întreruptoarele limitatoare de joasă tensiune, întreruptoarele cu stingere în aer și suflaj magnetic de medie tensiune; ca și întreruptoarele în care agentul de stingere este un gaz comprimat, sting arcul electric într-o semiperioadă. La compararea diferitelor soluții constructive, posibile pentru o cameră de stingere, apare astfel necesitatea măsurării energiei arcului electric. Cu cît această energie va fi mai redusă, cu atît solicitarea termică este mai redusă, iar condițiile de stingere mai favorabile.

Aceste considerații sînt de natură să introducă aspecte noi în tehnica încercărilor aparatelor la capacitatea de deconectare în ideea dezvoltării unui echipament de încercare adecvat scopului urmărit. În cele ce urmează se vor prezenta aspecte noi privind traductoarele de măsurare (șunturi și divizoare de tensiune) și echipamentul pentru măsurarea energiei arcului electric în corelare cu aparatele înregistratoare adecvate.

1. Șuntul pentru măsurarea curenților intenși.

În figura 1 se prezintă schema de principiu a instalației de încercare într-o variantă clasică. Curentul care parcurge aparatul *1* este măsurat cu șuntul *2*, iar tensiunea arcului electric și cea de restabilire este măsurată cu divizorul de tensiune *3*.

Înregistrarea informațiilor se realizează cu oscilograful catodic *4*, cu desfășurare mecanică a bazei de timp. O asemenea instalație de măsură necesită șunturi extrem de voluminoase întrucît tensiunea de măsură va trebui să fie de aproxi-

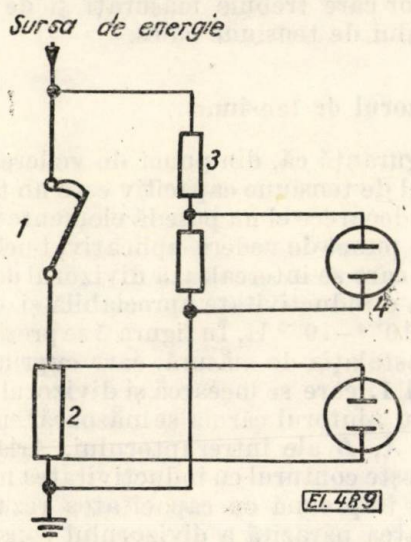


Fig. 1. Schema primară de măsură.

mativ 100—150 V pentru a corespunde sensibilității plăcilor oscilografului. În această situație lungimea unui șunt de măsură coaxial poate ajunge la cîțiva metri.

Perfecționarea amplificatoarelor electronice oferă astăzi posibilitatea culegerii, la bornele șuntului, a unui semnal de tensiune de 1—10 V, ceea ce reduce considerabil lungimea șuntului. În același timp trebuie observat că impedanța de sarcină a cablului de măsură nu mai poate fi impedanța sa caracteristică. De asemenea cablul de măsură nu poate fi considerat cu extremitatea în gol și deci impedanța terminală a cablului de măsură este de fapt impedanța de intrare a amplificatorului. În figura 2 se prezintă

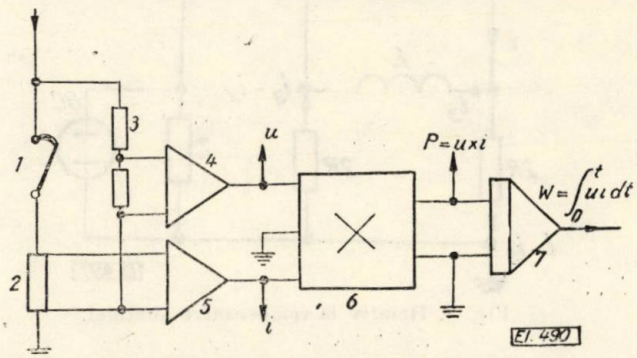


Fig. 2. Schema complexă de măsură.

o schemă de principiu care oferă posibilitatea înregistrării mărimilor electrice *tensiune, curent, putere, și energie* prin intermediul amplificatoarelor electronice. Traductoarele *2*, șuntul și divizorul de tensiune *3* transmit amplificatoarelor *4* și *5* informații asupra mărimilor electrice ale aparatului care se încearcă *1*. La ieșirea din amplificatoarele *4* și *5* se pot înregistra mărimile u și i respectiv tensiunea la bornele întreruptorului și curentul care parcurge întreruptorul. Puterea instantanee $P = ui$ este măsurată după multiplicatorul *6*, iar energia $W = \int_0^t uidt$ este obținută după integratorul *7*.

În ce privește șunturile pentru măsurarea curenților intenși se pot desprinde două perfecționări remarcabile și anume compensarea și adaptarea. Timpul de răspuns intrinsec [1, 2] al unui șunt coaxial este dat de relația aproximativă:

$$T_{r1} = \frac{\mu_0 \delta^2}{6\rho} \qquad (1)$$

unde s-a notat:

μ_0 — permeabilitatea vidului
δ — grosimea peretelui șuntului
ρ — rezistivitatea materialului

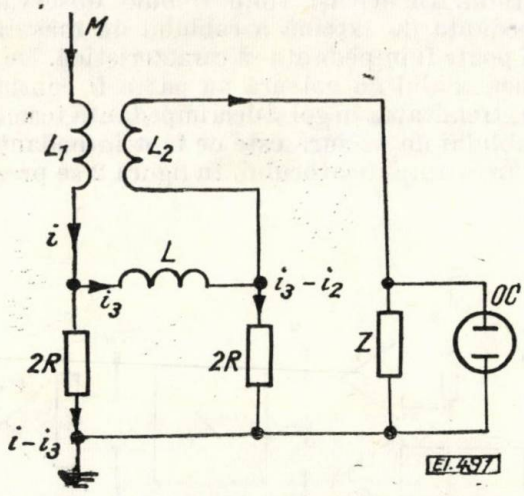
timpul de răspuns în ansamblu al întregii instalații de măsură rezultă [3, 4]

$$T_r = T_{r1} + T_{r2} + T_{r3} \qquad (2)$$

unde T_{r2} și T_{r3} au semnificația timpului de răspuns al circuitului de măsură, respectiv al oscilografului [3].

În figura 3 se prezintă schema echivalentă de principiu a instalației de măsură a curenților

intensi cu ajutorul șuntului. Șuntul este reprezentat prin cuadripolul format din inductivitatea L și rezistențele $2R$, care modelează timpul de răspuns intrinsec al șuntului. Se demonstrează teoretic că



Fig, 3. Relativ la compensarea șuntului.

este posibilă compensarea sistemului de măsură dacă inductivitatea mutuală are valoarea [5]:

$$M = \frac{\frac{2R}{\omega_0^2}(\omega_e + \alpha \operatorname{th}\omega_e t)}{\frac{L}{2R}\omega_e - \operatorname{th}\omega_e t\left(\frac{L\alpha}{2R} - 2\right)} \qquad (3)$$

cu următoarele notații:

L — inductivitatea echivalentă a șuntului;
R — rezistența în curent continuu a șuntului;

$$\omega_e = \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2};$$

$$\alpha = \frac{2R(2L_2 + L) + LZ}{2LL_2};$$

$$\omega_0^2 = \frac{R(R + Z)}{LL_2};$$

L_2 — inductivitatea circuitului de măsură;
Z — impedanța de sarcină la intrarea în osciloscraf.

În figura 4 se prezintă o oscilogramă a răspunsului compensat a unui șunt de 2 mΩ, 1 000 A, 1 s. Compensarea nu trebuie să conducă la o depășire sensibilă a semnalului stabilizat.

Un alt aspect nou în tehnica măsurării cu șunturi coaxiale îl prezintă adaptarea [6]. Șunturile coaxiale de curenți intensi ajung la dimensiuni relativ mari și anume la diametre de ordinul 0,2 ÷ 0,4 m și lungimi electrice de ordinul 0,3 ÷ 2 m. La un astfel de șunt este util a se ține seama de propagarea semnalului de măsură între conductorul central și tubul rezistiv, care formează împreună un sistem de două tuburi concentrice. Acest sistem, în mod normal, are o impedanță caracteristică sensibil diferită de impedanța caracteristică a cablului coaxial, care transmite oscilografului semnalul util. Impedanța internă a șuntului este de ordinul 350 Ω iar a cablului de măsură de 50 ÷ 75 Ω. În aceste condiții șuntul coaxial poate fi considerat ca o linie scurcircuitată la o extremitate și în gol la cealaltă extremitate, care poate oscila cu perioada [6].

$$T = 4\sqrt{LC} = 4l\sqrt{L_0C_0}. \qquad (4)$$

Modificarea dimensiunilor interioare ale șuntului poate elimina acest dezacord de impedanță astfel încît impedanța internă a șuntului să se apropie sensibil ca valoare de impedanța caracteristică a cablului de măsură.

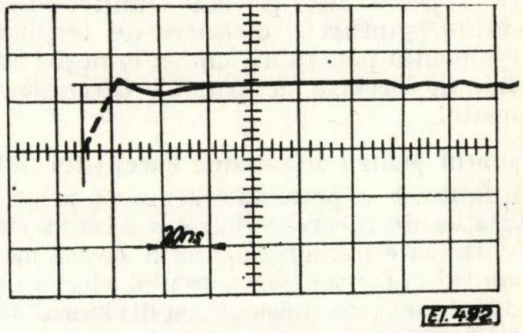


Fig.4. Oscilogramă cu efect de compensare.

Deși cele două soluții de ameliorare — compensare și adaptare nu se exclud — alegerea unei soluții sau a celeilalte depinde de intensitatea curenților care trebuie măsurați și de mărimea semnalului de tensiune cules.

2. Divizorul de tensiune

Cu siguranță că, din punct de vedere teoretic, divizorul de tensiune capacitiv este un traductor perfect, deoarece el nu posedă elemente inerțiale. Însă din punct de vedere aplicativ, bucla de măsură, în care se intercalează divizorul de măsură, prezintă o inductivitate apreciabilă și anume de ordinul 10^{-4}–10^{-5} H. În figura 5 se prezintă schematic instalația de măsură, care cuprinde întreruptorul 1, care se încearcă și divizorul de tensiune 2 cu ajutorul căruia se măsoară tensiunea la bornele A, B ale întreruptorului. Aria hașurată definește conturul cu inductivitatea menționată, care împreună cu capacitatea rezultantă și capacitatea parazită a divizorului constituie un sistem electric, capabil să oscileze pe frecvențe proprii. Din această cauză utilizarea divizorului pur capacitiv este prohibitivă. Folosirea unui divizor pur rezistiv este posibilă, cu condiția de a dimensiona corespunzător rezistențele din

punct de vedere termic. Utilizarea divizorului mixt paralel (R, C paralel) ridică aceiași problemă.

Utilizarea divizorului mixt serie (R,C serie) prezintă avantaje importante cu condiția ca acest divizor, care transmite informația unui

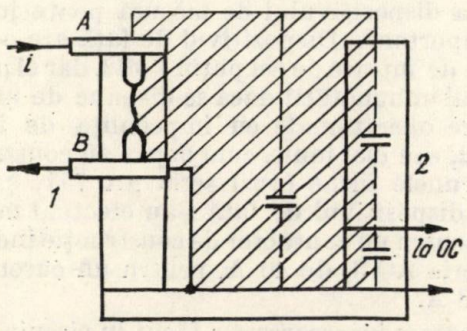


Fig. 5. Relativ la inductivitatea buclei de măsură.

amplificator, să nu fie folosit pentru măsurarea tensiunilor de curent continuu. În figura 6a se prezintă schema de principiu a divizorului mixt serie care lucrează cu o extremitate liberă a cablului de măsură. Acest tip de divizor poate măsura și tensiuni continui. Dacă însă cablul de măsură se închide pe impedanța R_3 a amplificatorului de măsură se poate observa imediat că nu mai este posibil a se măsura tensiuni continui, deoarece impedanța R_3 șuntează ansamblul R_2, C_2.

În figura 6 s-au omis capacitățile parazite față de pământ ale sistemului, ceea ce este permis numai dacă capacitatea C_1 a ramurei de înaltă tensiune rămîne mult mai mare decît capacitățile parazite. Fără a intra în amănunte privind structura divizorului de tensiune mixt serie, se pot totuși menționa în acest cadru proprietățile de bază ale acestui tip de divizor. În primul rînd este necesar a se conserva constantele de timp ale ramurilor de înaltă și joasă tensiune, adică $\tau = \tau_1 = \tau_2$ unde :

$$\left.\begin{aligned} &\tau_1 = R_1C_1\,; \quad \tau_2 = R_2C_2 \text{ și } \tau = RC \\ &\text{cu} \quad R = R_1 + R_2 \text{ și } C = \frac{C_1C_2}{C_1+C_2} \end{aligned}\right\} \quad (5)$$

În al doilea rînd intensitatea curentului, care parcurge rezistențele R_1 și R_2, la aplicarea tensiunii de frecvență industrială, care constituie solicitarea de lungă durată, este de ordinul microamperilor sau miliamperilor. Un divizor de tensiune mixt serie, ca orice alt dispozitiv de măsură, este caracterizat prin funcția de transfer, care

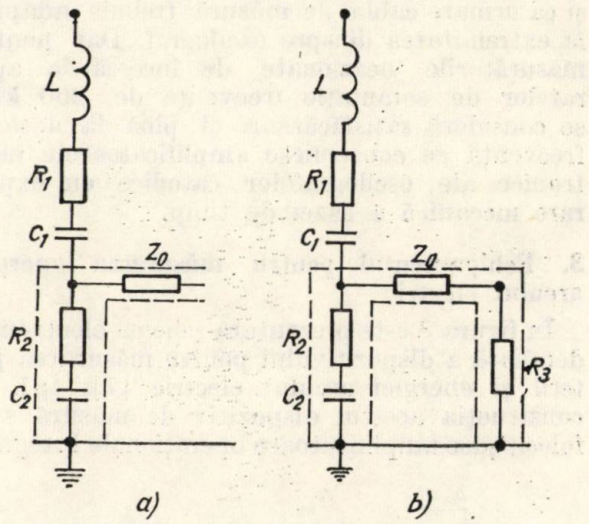


Fig. 6. Scheme de bază ale divizorului mixt serie :
a – deschis ; b – închis pe impedanța R_3 a amplificatorului ; Z_0 – impedanța caracteristică a cablului de măsură.

ne oferă posibilitatea trasării caracteristicii de frecvență. Astfel dispozitivul mixt serie din figura 6a are funcția de transfer :

$$\mathcal{H}_a\,(\mathrm{p}) = \frac{2p\delta + \omega_0^2}{p^2 + 2p\delta + \omega_0^2} \quad (6)$$

cu $\delta = \dfrac{R}{2L}$ și $\omega_0{}^2 = \dfrac{1}{LC}$, iar divizorul de tensiune din figura 6b are funcția de transfer

$$\mathcal{H}_b\,(p) \simeq$$

$$\simeq \frac{C_1C_2R_2R_3p^2 + C_1R_3p}{LR_3C_1C_2p^3 + (C_1C_2R_1R_3 + C_1L)p^2 + R_3C_2p + 1} \quad (7)$$

cu condiția ca $R_3 \gg R_2 \gg R_1$ și $C_1 \ll C_2$. În figura 7 se prezintă caracteristica de frecvență calculată a unui divizor de tensiune care satisface condițiile menționate și care are următoarele date: $L = 10^{-5}$ H ; $R_1 = 500\ \Omega$; $C_1 = 250$ pF ; $R_2 = 0{,}125\ \Omega$; $C^2 = 1\mu$F ; $R_3 = 1$ MΩ. Caracteristica de frecvență este trasată separat pentru frecvențe extrem de mici, adică între 0 și 1Hz și separat pentru frecvențe mari, adică între 0,1 și 5 MHz. Datorită faptului că $R_3 \gg R_1 \gg R_2$ practic nu se poate face deosebire între caracteristicile de frecvențe ale schemelor din figurile 6a și 6b. Se poate observa o comportare deosebit

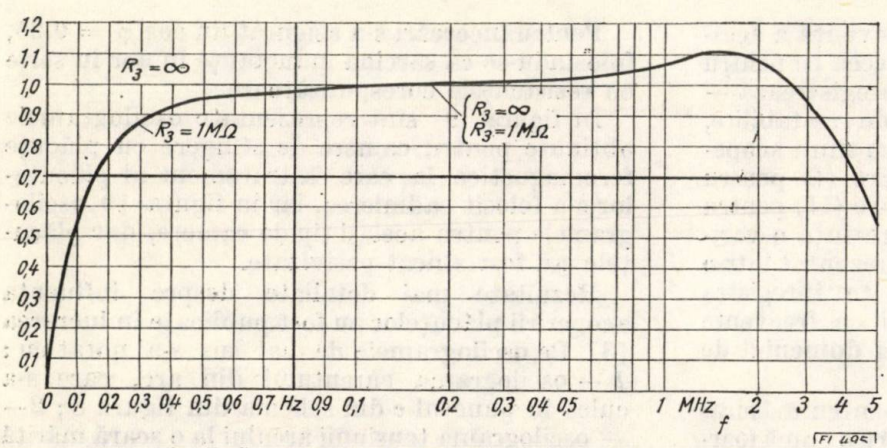


Fig. 7. Caracteristica de frecvență a divizorului mixt serie.

de bună a divizorului pentru frecvenţe între 1 Hz şi 500 kHz, şi bună adică cu o atenuare mai mică de 3 dB pentru frecvenţe cuprinse între 0,2 Hz şi 4 MHz. Trebuie observat însă că, pentru frecvenţe superioare frecvenţei de 500 kHz, este necesar a se lua în considerare şi procesul de propagare pe cablul de măsură şi ca urmare cablul de măsură trebuie adaptat la extremitatea dinspre oscilograf. Dar pentru măsurătorile ocazionate de încercările aparatelor de comutaţie frecvenţa de 200 kHz se consideră satisfăcătoare şi pînă la această frecvenţă se construiesc amplificatoarele electronice ale oscilografelor catodice cu explorare mecanică a bazei de timp.

3. Echipamentul pentru măsurarea energiei arcului electric

În figura 8 este prezentată schema electronică detaliată a dispozitivului pentru măsurarea puterii şi energiei arcului electric [7], [8]. În construcţia acestui dispozitiv de măsură s-au folosit şase amplificatoare operaţionale integrate

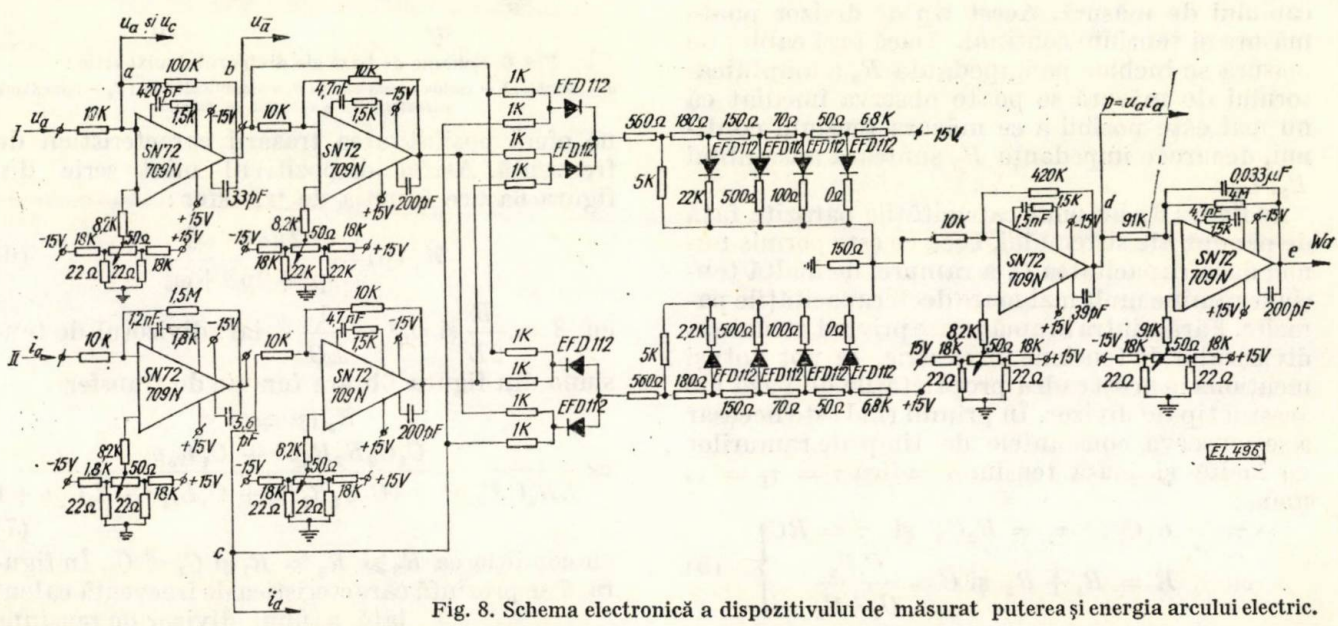


Fig. 8. Schema electronică a dispozitivului de măsurat puterea şi energia arcului electric.

din seria SN 72 709. Banda de frecvenţă a acestor amplificatoare este de 1 MHz, ceea ce pentru măsurarea fenomenelor care se înregistrează — — tensiunea arcului, tensiunea de restabilire, curentul în arcul electric — este cu mult acoperitor. Dispozitivul posedă o intrare (I) pentru tensiunea arcului electric şi o intrare (II) pentru curentul din arc. Dispozitivul reprezintă o variantă îmbunătăţită a aparatului prezentat într-o publicaţie anterioară [7], şi poate înregistra cu fidelitate fenomene tranzitorii cu frecvenţe pînă la 500 kHz, acoperind astfel domeniul de frecvenţe necesar.

Dispozitivul poate fi folosit şi pentru măsurarea puterii şi energiei arcului, pentru o gamă foarte mare de curenţi şi tensiuni, atît pentru aparate de comutaţie de joasă tensiune cît şi pentru aparate de comutaţie de medie şi înaltă tensiune. Desigur că problemele de adaptare cu şunturi şi divizoare trebuie rezolvate, după cum s-a arătat în paragrafele precedente.

În primul rînd este ştiut că, impendanţa de intrare a dispozitivului de măsură poate juca un rol important. Dispozitivul de faţă are o impedanţă de intrare de cel puţin 1 MΩ, dar el poate fi esenţial îmbunătăţit dacă se dispune de amplificatoare operaţionale cu impedanţa de intrare 10 MΩ, sau mai mult, cum deja s-au construit de către unele firme (vezi seria μA 741, ş.a.).

Cu dispozitivul de faţă s-au efectuat măsurători pentru un contactor de construcţie indigenă, din seria AC 3, de 40 A, pentru un curent $I = 118$ A.

Deoarece încercarea s-a făcut în circuit monofazat s-a considerat ca tensiune maximă, tensiunea polului care întrerupe primul şi anume :

$$U_{max} = \frac{1{,}5 \cdot \sqrt{2} \cdot 380}{\sqrt{3}} \text{ V}$$

Pentru încercări s-a asigurat un cos $\varphi = 0{,}25$, folosindu-se ca sarcină inductanţe în aer în serie cu rezistenţele corespunzătoare.

În figura 9 sînt reprezentate oscilogramele obţinute pentru camere de stingere cu plăcuţe feromagnetice la care ca tratament al plăcuţelor s-a folosit cadmierea, iar în figura 10 oscilogramele pentru acelaşi tip de camere, dar plăcuţele au fost zincat-pasivizate.

Rezultate mai detaliate despre influenţa acoperirii plăcuţelor au fost publicate în lucrarea [8]. Pe oscilogramele de mai sus s-a notat cu : *1* — oscilograma curentului din arc, care s-a cules în punctul *c* din schema din figura 8 ; *2* — — oscilograma tensiunii arcului la o scară mărită care s-a cules în punctul *b*, din schema din figura

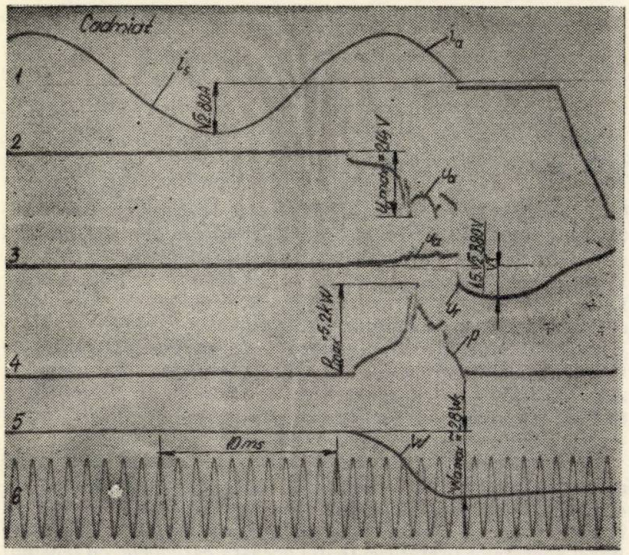


Fig 9. Oscilogramele obținute cu dispozitivul din figura 8, pentru tratament cadmiat.

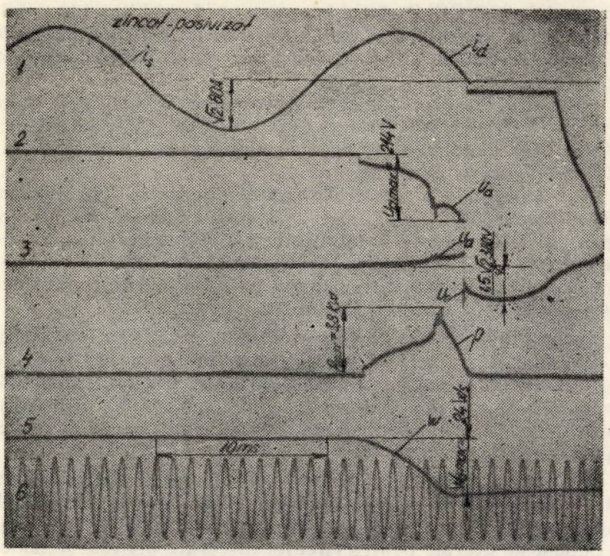


Fig. 10. Oscilogramele obținute cu dispozitivul din figura 8, pentru tratament zincat — pasivizat.

8; *3* — tensiunea arcului la o scară mai redusă împreună cu tensiunea de restabilire, culeasă în punctul *a*; *4* — puterea instantanee dezvoltată de arcul electric, măsurată în punctul *d*; *5* — energia arcului măsurată în punctul *e* din schema din figura 8.

Oscilograma 6 reprezintă baza de timp, cu o frecvență de 1 000 Hz.

Înregistrările au fost făcute cu ajutorul unui oscilograf de tipul Oscilomat, de construcție Siemens cu 7 spoturi catodice, avînd posibilitatea de măsurare a fenomenelor tranzitorii cu frecvență pînă la 200 kHz.

4. Concluzii

Cerințele tehnologiei moderne de utilizare rațională a materialului activ și în general de reducerea consumului specific de materiale, de stabilirea unor metode tehnologice simple și sigure, impun măsurători de exigență sporită asupra aparatelor electrice de comutație. Pe lîngă măsurătorile de tensiuni și curenți, este necesar a se măsura și puterea și energia arcului electric care apare la deconectarea unui întreruptor. Șunturile și divizoarele de tensiune utilizate în acest scop, trebuie să fie garantate, în ce privește timpul de răspuns sau caracteristica de frecvență, astfel încît informațiile transmise amplificatoarelor electronice, multiplicatorului electronic și integratorului să fie cît mai fidele în vederea măsurării cu precizie a puterii și energiei arcului electric.

Bibliografie

[1] *Hortopan, V.* Răspunsul la excitație treaptă de curen, a conductorului tubular. În: Electrotehnica **18**, nr. 5 1970, p. 160—166.

[2] *Schwab, A.* Hochspannungsmesstechnik. Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New-York, 1969.

[3] *Hortopan, V.* Folosirea funcțiilor de transfer la determinarea criteriului de calitate al dispozitivelor de măsură. În: Electrotehnica **19**, nr. 4, 1971, p. 128—133.

[4] *Hortopan, G.* și *Hortopan, V.* Eine allgemeine Theorie der Messwiderstände in Übergangszustand. În: ETZ-A, **92**, nr. 8, 1971, p. 470—474.

[5] *Hortopan, V.* Metode de compensare a șunturilor coaxiale. În: Electrotehnica **19**, nr. 6, 1971, p. 223—227.

[6] *Hortopan, G., Hortopan, V., Titz, G.* și *Pavelescu, D.* Criterii de dimensionare ale șunturilor coaxiale. În: Electrotehnica **20**, nr. 6, 1972, p. 218—224.

[7] *Trușcă, V.* Cu privire la măsurarea puterii și energiei arcului electric în aparatele de comutație. În: Electrotehnica **19**, nr. 10, oct. 1971, p. 383—392.

[8] *Trușcă, V.* Influența acoperirii plăcuțelor camerelor de stingere asupra procesului de comutație. În: Electrotehnica **20**, nr. 8, 1972, p. 298—305.

Intrat în redacție la 28.07.1972

DIN ACTIVITATEA C.E.I.

Publicații, proiecte și preocupări

JEAN WEISMAN * — București

În articolele precedente [1] și [2] au fost prezentate noile publicații elaborate și editate de CEI, precum și unele dintre proiectele de publicațiile în curs de definitivare.

În cele ce urmează prezentăm o serie de noi publicații și proiecte, precum și unele din preocupările actuale ale CEI.

1. Publicații noi

a/ *În domeniul mașinilor electrice.*

În cadrul publicației 34 — Mașini electrice rotative — au mai apărut trei părți :

— 34—7 (1972) Simboluri pentru formele constructive și montajul mașinilor electrice rotative ;

— 34—8 (1972) Marcarea bornelor și a sensului de rotație ;

— 34—9 (1972) Limitele zgomotului.

Pentru transformatoare de putere a apărut publicația 354 (1972) : Ghid pentru încărcarea transformatoarelor în ulei.

b/ *În domeniul aparatelor electrice.*

Reamintim că în cadrul publicației 56 — Întreruptoare de curent alternativ de înaltă tensiune — sînt reeditate toate cele 6 părți, 56 — 1···56—6, reprezentînd un material bine pus la punct în acest important domeniu.

Mai sînt de menționat, deși au un caracter de aplicabilitate mai restrîns, apariția publicațiilor :

— 388 — 1 (1972) Întreruptoare temporizate cu întîrziere termică pentru utilizări în telecomunicații și în aplicații electronice bazate pe tehnici analoage. Partea 1-a : Reguli generale și metode de măsurare ;

— 389 — 1 (1972) cu aceeași tematică, însă pentru întreruptoare termostatice, precum și publicația 363 (1962) : Evaluarea curentului de scurtcircuit, în special în ceea ce privește capacitatea nominală a întreruptoarelor la scurtcircuit în instalațiile electrice la bordul navelor.

c/ *În domeniul materialelor electrotehnice sînt de remarcat publicațiile* :

— 371 — 1(1972) Specificație pentru materiale izolante pe bază de mică sau hîrtie de mică. Partea 1-a. Definiții și condiții generale ;

— 394 — 1 (1972) Țesături lăcuite. Partea 1-a. Definiții și condiții generale ;

— 392 — 2 (1972) Partea 2-a. Metode de încercare.

d/ *În domeniul componentelor electronice*, menționăm publicația 390 (1972) Dimensiunile capetelor axelor componentelor electronice pentru comandă manuală.

e/ *În domeniul electroacusticii* remarcăm publicațiile :

— 268 — 4 (1972) Echipamente pentru sisteme electroacustice. Partea 4-a : Microfoane ;

— 268 — 5(1972) Partea 5-a. Difuzoare, iar în ceea ce privește audiofrecvența, publicația 403 (1972) : Generatoare de audiofrecvență.

f/ *În domeniul aparatelor electrocasnice*, este de remarcat publicația 379 (1972) : Metode de măsurare a aptitudinii de funcționare a boilerelor de uz casnic.

g/ *În cadrul lucrărilor elaborate de Comitetul Internațional* Special pentru Perturbații Radioelectrice —CISPR — menționăm publicația : CISPR — 1 (1972) Specificație de aparate de măsurare CISPR pentru frecvențe între 0,15 MHz și 30 MHz (ed. II).

2. Proiecte de publicații

Ca urmare a activității asidue a Comitetelor de Studii se prezintă mereu spre aprobare proiecte de publicații noi sau revizuiri, modificări și completări ale publicațiilor existente.

Așa de exemplu Comitetul 15 (Materiale izolante) a elaborat două importante proiecte, purtînd indicativele 15 B (Bureau Central) 25 și 26 cu titlul : Ghid pentru determinarea proprietăților de anduranță termică, a profilelor de anduranță termică și a indicilor de temperatură a materialelor electroizolante. Partea 1-a : Metode generale de încercare și Partea 2-a : Lista materialelor și a încercărilor de aplicat pentru determinarea proprietăților de anduranță termică.

Subcomitetul 12A (Echipamente de radiorecepție) a prezentat spre aprobare proiectul 12A (BC) 69 intitulat : Metode standardizate pentru măsurarea aptitudinii de funcționare (SMMP) a receptoarelor de televiziune în alb-negru de uz casnic și similar.

Subcomitetul 17C (Aparataj de înaltă tensiune în carcasă) a supus aprobării un proiect, de 40 pagini, intitulat: „Recomandare CEI de specificație pentru aparatajul de înaltă tensiune în carcasă izolantă" și care urmează a fi aplicat, în caz de aprobare, aparatelor prefabricate din această categorie, cu tensiuni nominale de 1 kV pînă la 38 kV, pentru instalații interioare — — 17C (BC) 13.

Subcomitetul 20B (Cabluri de joasă tensiune) a elaborat proiectele 20B(BC)49, 50 și 51, propunînd modificări la publicațiile privind cablurile flexibile izolate cu cauciuc, cablurile flexibile cu manta de PVC, inclusiv modificarea valorilor privind rezistența de izolație.

În cadrul Comitetului 22 (Echipamente electronice de mare putere) subcomitetul 22E a elaborat proiectul — 22E(BC)7 : Alimentări stabilizate, cu ieșire în curent continuu. Partea 2-a : Caracteristici și performanțe.

În domeniul echipamentelor antideflagrante, subcomitetul 31A (Carcase antideflagrante) a elaborat o metodă de încercare pentru determinarea interstițiului experimental maxim de securitate — 31A(BC)18 — ca o anexă la publicația 79—1 și proiectul 31A(BC)19, de revizuirea secțiunii privind verificările și încercările, din aceiași publicație.

Subcomitetul 36A (Traversări izolante) a elaborat un proiect — 36A(BC)13 — pentru revizuirea publicației 137. Se fac propuneri interesante privind definițiile, regimul nominal, condițiile de serviciu, datele ce trebuie furnizate la comenzi și mărcile de identificare, precum și probele de tip, individuale, prin sondaj și speciale.

Foarte activ Comitetul de Studii 47 (Dispozitive semiconductoare și circuite integrate) supune spre aprobare în cadrul a 15 documente : completări privind nomenclatura, definițiile și simbolurile literale pentru circuite integrate digitale și analogice, dispozitive semiconductoare, tranzistoare bipolare și cu efect de cîmp, valori limită și caracteristici esențiale pentru diode de redresare și tiristoare, încercări electrice, mecanice și climatice, etc.

De asemenea, subcomitetul 47A (Circuite integrate) prezintă 5 documente cu completări privind valorile limită și caracteristicile esențiale pentru circuite digitale, metode de măsurare pentru circuite integrate și unele completări privind microstructuri integrate.

Subcomitetul 50B (Încercări climatice), cu proiectul 50B (BC)168 prezintă spre aprobare, în ultimă redactare, revizuirea publicației : Încercarea B. Căldură uscată. De remarcat evoluția, în timp, a acestei probe. Ediția din 1960 se referă la o singură procedură, cu încălzirea bruscă a specimenelor. Ediția 4-a din 1973 va cuprinde, pe baza proiectului actual, patru proceduri : încălzirea bruscă prevăzută și anterior însă cu un domeniu de temperaturi normale de încercare pînă la 1 000°C, încălzirea lentă a specimenelor și încă două metode noi cu încălzire bruscă și respectiv lentă a specimenelor disipînd energie.

De asemenea, cu proiectul 50B(BC)167 se prezintă revizuirea publicației privind încercarea la frig. Și aici este remarcabilă evoluția acestei probe.

În ediția 1954 se prevedea o procedură cu o durată standardizată a încercării de 6 ore. În 1960 durata se reduce la 2 ore.

* Ing. *J. Weisman* este șef de laborator la I.P.C.E.

În 1966 se adaugă procedura cu răcire lentă, iar ediția 4-a din 1973 va cuprinde o procedură în plus cu o metodă nouă de răcire lentă a specimenelor disipînd energie.

O lucrare interesantă prezintă Comitetul 58 (Metode de măsurare a proprietăților electrice ale materialelor metalice) cu proiectul 58(BC)5: Metodă de măsurare a rezistivității materialelor metalice.

Comitetul 64 (Instalații electrice în clădiri) a prezentat spre aprobare proiectul 64(BC) 16 cu titlul „Curenți admisibili în conductorii pentru instalații electrice". Un alt proiect al acestui Comitet — 64(BC)17 — se ocupă de „Domeniile de tensiuni". El pleacă de la considerentul că măsurile privind protecția contra șocurilor electrice depind de valoarea tensiunii utilizate. Însă prescripțiile de securitate nu sînt și nu pot fi stabilite pentru fiecare valoare de tensiune existentă în practică, ci pentru anumite domenii de tensiuni. Proiectul definește și stabilește domeniile de tensiuni, cu aplicație la instalațiile electrice de curent alternativ cu frecvența pînă la 60 Hz și alimentate sub o tensiune de cel mult 1 000V.

În sfîrșit, mai menționăm proiectul 66C(BC)4 al Comitetului de Echipamente de măsurat electronice „Recomandare pentru voltmetre digitale și convertizoare electronice analogice — — digitale de curent continuu.

3. Preocupări

După cum rezultă și din cele de mai sus, Comitetele de studii și Consiliul CEI duc o activitate susținută atît pentru ținerea la zi a recomandărilor, cît și pentru abordarea de teme noi, corespunzătoare cerințelor actuale.

Se poate cita, ca un exemplu, activitatea Comitetului 69 (Vehicule electrice destinate să circule pe căile publice). Lucrările desfășurate în cadrul acestui Comitet reprezintă contribuții importante în problema de mare actualitate a dezvoltării automobilului electric.

Mai putem menționa preocupările CEI în problema poluării mediului uman. Comitetul de studii 66 lucrează în domeniul aparatelor de măsurat poluarea. O grupă de lucru „Aparate de măsurat poluarea apei și aerului" pregătește un proiect asupra aparatelor sensibile la infra-roșu [3].

Lucrînd în comun cu Comitetul ISO asupra problemelor de puritatea aerului și apei, CEI se va specializa în elaborarea de recomandări pentru aparate electronice pentru măsurarea poluării, iar ISO se va concentra asupra aspectelor mai generale ale problemelor de poluare.

Bibliografie

[1] *Weisman, J.* Despre activitatea și preocupările actuale ale CEI. În: Electrotehnica, 20, nr. 7, 1972, p. 273—276.

[2] *Weisman J.* Noi publicații și proiecte de publicații ale CEI. În: Electrotehnica, **20**, nr. 10, 1972, p 390.

[3] CEI. Bulletin Nr. 1. [21] Vol. VI. iulie 1972.

TEZE DE DOCTORAT

CZ 621.317.313.015.533 + 621.317.335

Radu Ionel: **Contribuție la tehnica măsurării și interpretare fenomenelor de descărcări parțiale prin materiale izolante.** Conducător științific — Prof. dr. ing. Edmond Nicolau.

Prezenta lucrare, și-a propus elucidarea unora dintre aspectele teoretice și practice mai puțin clare privind posibilitățile de realizare și utilizare a diverselor tipuri de aparaturi pentru măsurarea descărcărilor parțiale în izolația echipamentelor de înaltă tensiune.

Teza este structurată pe 8 capitole principale tratînd printre altele problemele generale ale descărcărilor parțiale, metodele de detectare și măsură a acestora, nivelul descărcărilor parțiale, aparatura originală concepută, rezultatele experimentale obținute și interpretarea lor, perspectivele de dezvoltare a aparaturii și în fine, concluziile lucrării.

Abordarea problemei se face de pe poziția specialistului în aparatură electronică de măsurare care își propune ca anumite fenomene (descărcări de ordinul nanosecundelor) să poată fi corect înregistrate. Dar dacă aceasta este rezultanta, trebuie remarcat că fenomenele, sînt analizate în complexitatea lor, autorul reușind să stabilească relații univoce între aparat și fenomenul pe care trebuie să-l definească, în multiplele variante impuse de varietatea echipamentelor electroenergetice.

Teza de doctorat, ridică unele probleme deosebit de importante, pentru care autorul propune soluții interesante.

Astfel, în domeniul aparaturii de bandă îngustă, analiza teoretică făcută arată că amplitudinea impulsului la ieșirea amplificatorului de bandă standard reprezintă elementul cel mai important al descărcării și că într-un domeniu foarte larg de frecvențe, frecvența de acord a aparatului nu prezintă o importanță deosebită. De aici rezultă largile perspective de utilizare a aparaturii de bandă îngustă, căreia la sensibilitatea și maneabilitatea pe care o prezintă un asemenea tip de aparat, i se adaugă și obiectivitatea indicațiilor sale asupra nocivității descărcărilor studiate.

De asemenea, în ceea ce privește aparatura electronică realizată, trebuie subliniate contribuțiile interesante aduse de teză în dimensionarea „circuitelor poartă", — cu eliminarea impulsurilor de comutație a liniilor de întîrziere cu cablaje imprimate duble și constante de timp reduse, a detectoarelor de descărcări parțiale din seria DPR, ca și a analizoarelor impulsuri.

Rezultatele obținute de autor, — unele generalizate deja în construcții cărora li se întrevăd largi posibilități de utilizare, sînt deosebit de interesante, într-un domeniu de mare noutate științifică, dar și de importanță tehnică.

Comisia, apreciind contribuțiile aduse de teză, a conferit în unanimitate tov. ing. Radu Ionel, titlul de doctor inginer.

Dr. ing. *Fl. Tănăsescu*

REFERATE

621.313 *Mașini electrice*

CZ 621.313.12

Kozirev, B. **Încercări comparative ale izolației înfășurărilor statoarelor generatoarelor, cu diferite tipuri de tensiuni** (Sravnitelnia efectivnosti ispitanii corpusnoi izoliații statornih abmotoc generatorov pri raznih vidah napreajenia). În: Electriceskie stanții, nr. 2, 1972, p. 32—35.

Literatura de specialitate menționează în ultimii ani, necesitatea ca în paralel cu o serie de încercări făcute după tehnicile clasice, — frecvența industrială și curent continuu — să se efectueze pentru verificarea izolației mașinilor și încercarea la o tensiune de frecvență joasă (0,1 Hz).

Articolul prezintă o serie de încercări comparative efectuate pe bare separate sau pe mașini complete, utilizînd tensiuni de formă diferită.

Se stabilesc relații de corespondență între cele trei tipuri de încercări: curent continuu, frecvența industrială și frecvența joasă; spre exemplu, valoarea tensiunii de străpungere la 0,1 Hz, a fost numai cu puțin mai joasă decît cea de curent continuu.

Experimentările efectuate pe o serie de turboagregate mari, au permis obținerea unor date reproductibile trecute în norme, ceea ce recomandă utilizarea tensiunilor de frecvență joasă la încercarea izolației mașinilor electrice.

FL. T.

CZ 621.313.32.013.8 :621.314.63

Humphries, H. J., Fairney, W., **Scheme de excitație prin redresare pentru generatoare de putere ridicată** (Excitation rectifier schemes for large generators) In: Proceedings IEE, vol. 119, nr. 6, iunie 1972, p. 661—671, 13 fig., 18 ref. bibl.

Puterea cerută în prezent de sisteme de excitație ale generatoarelor sincrone de mare capacitate este de aproximativ 0,4 % pînă la 1% din puterea lor totală și este evident că proiectarea și realizarea unor excitatoare clasice de curent continuu pentru generatoare de peste 275 MW ridică probleme serioase, iar exploatarea lor este dificilă. Dezvoltarea rapidă a semiconductoarelor a oferit o soluție eficace, permițînd

înlocuirea excitatoarelor de curent continuu prin sisteme de curent alternativ cu redresoare comandate sau necomandate. Cifrele pentru Marea Britanie sînt semnificative : cu începere din anul 1968 practic nu s-a mai construit nici un singur generator mare cu excitatoare de curent continuu, iar astăzi puterea totală a generatoarelor cu excitație prin redresare să reprezinte 60% din puterea totală instalată. Experiența căpătată prin exploatarea în special în ultimii 5 ani a 56 de astfel de grupuri cu o putere totală instalată de 24 000 MW a demonstrat înalta siguranță în exploatare a unei astfel de soluții, nici o avarie în această perioadă nedatorîndu-se unor defecțiuni ale sistemelor de redresare.

Două sisteme principale sînt astfel utilizate : excitatrice de curent alternativ — redresor fix și excitatrice — redresor mobil montat pe arbore (mașină fără contact alunecător), o a treia posibilitate, alimentare prin transformator — redresor direct de la barele generatoarelor fiind încă în domeniul studiilor.

În lucrare se prezintă schema de bază a excitației (redresor fix) unui generator de 500 MW, realizat de firma EE—AEI, precum și modelul unui generator de 660 MW fără contacte cu redresor comandat. O atenție deosebită se dă comportării elementelor redresoare în cursul diverselor regimuri de avarie ale mașinii. Astfel protecția la scurtcircuit pe partea de c.c. este asigurată prin fuzibile și întreruptoare ultrarapide, iar pentru șocurile provenite în urma scurtcircuitelor pe partea de c.a. printr-o cît mai bună dimensionare a elementelor semiconductoare, protecția la supratensiuni prin rețele RC și coeficienți de siguranță ridicați.

Încercările experimentale realizate pe un generator de 350 MW, pentru diverse scurtcircuite pe rețea, sincronizări, recuplări, mers în asincron, arată că pericolul principal pentru semiconductoare este prezentat în special de aceste supratensiuni inverse și că atenția principală trebuie îndreptată spre limitarea lor.

Lucrarea se încheie cu rezultate privind mașinile fără contacte, soluția de cel mai mare viitor, soluție care a început să fie din ce în ce mai utilizată în construcția generatoarelor de foarte înaltă putere.

R. M.

CZ 621.315 *Transmisia energiei electrice*

CZ. 621.315.611 :537.226.8

Goffaux R. **Asupra proprietăților de transfer al sarcinilor în dielectricii solizi.** (Sur les propriétés de transfert de charges dans les dielectriques solides). În : RGF, tome 81, nr. 1, 1972, p. 9—13, 11 formule, 8 ref.

Analiza proprietăților electrice a materialelor izolante solide și omogene, pune în evidență existența barierelor de potențial superficiale.

Acestea guvernează — într-o largă măsură dacă grosimea materialului este inferioară unui procent din lărgimea barierei de potențial—proprietățile macroscopice ale materialelor studiate.

Pentru a putea descrie probabilitatea de transfer a purtătorilor liberi ; se introduce un parametru ρ care permite o manipulare matematică simplă, utilizînd modele macroscopice simulînd polarizarea interfacială.

Dezvoltarea matematică valabilă pentru tensiuni ce satisfac relația $eU < KT$, arată că proprietățile de dispersie electrică a ansamblului de purtători mobili sînt guvernate de impedanța γ definită funcție de grosimea materialului dielectric, sarcină, coeficientul de difuzie și densitate al purtătorilor liberi.

Experimentările efectuate arată că factorul de transfer al sarcinilor ρ, este un parametru care condiționează larg comportarea electrică a materialelor izolante. Cunoașterea lui va permite să se evalueze constantele de transport intrinsec al materialelor dielectrice și posibilitatea de a estima structura și proprietățile barierelor de potențial superficiale. De asemenea, se va putea caracteriza distribuția sarcinilor pe suprafața dielectricilor.

Fl. T.

CZ. 621.315.26.001.5

Lebedev, G. A., și Ostapenco, E. I. **Influența presiunii aerului asupra rezistenței izolației la murdărire și umezirea suprafeței sale** (Vlianie davlenia vozduha na procinosti izoliații pri zagreaznenii i uvlajenii eio poverhnosti). În : Electronica (U.R.S.S), nr. 1, 1972, p. 56—58, 7 fig.

Se comunică rezultatele cercetărilor de laborator efectuate în vederea studierii influenței presiunii aerului asupra rezistenței electrice a izolației murdare sau umede. Se arată lipsa de rezultate în acest domeniu și se prezintă tipurile de izolatoare de suspensie și suport asupra experimentărilor ; de asemenea camera de încercare de la VEI.

Materialul de murdărire utilizat (ciment Portland 400 cu 3 mg/cm² sau apă cu sare 3 g/l), conductivitatea apei de umezire (180—210 microsiemensi) și presiunea camerei (0,75— — 1,5 at).

Dintre rezultatele mai importante merită a fi menționate următoarele :

— tensiunea de ținere funcție de presiune în condiții de murdărire și umezire a suprafeței, este aproape identică atît la frecvența industrială, cît și în curent continuu ;

— materialul izolatorului (sticlă sau porțelan) ca și construcția izolatorului influențează puțin asupra coeficientului ce caracterizează dependența rezistenței izolației funcție de murdărie și umezeală ;

— se prezintă o formulă de corecție care să permită eliminarea unor abateri.

Fl. T.

CZ. 621.316.921.1 :681.332.64

Wright A., Charalambous C. C., **Modelarea pe calculatoarele analogice a echipamentului de protecție din sistemele electrice de putere.** (Modelling of power-system protective equipment on analoque computers) În : Proceedings IEE, vol. 119, No. 6, June 1972, p. 689—699, 23 fig., 12 ref. bibl.

Autorii prezintă simularea pe un calculator analogic a diverselor elemente de protecție (transformatoare de curent, transformatoare sumatoare, linii pilot, relee electromecanice și statice), modelele lor fiind apoi interconectate pentru a simula funcționarea protecțiilor sistemelor energetice în regim tranzitoriu.

Locul principal în aceste simulări îl ocupă transformatoarele de curent. Faptul că în original mărimile care interesează sînt curenții, iar mărimile cu care se lucrează pe un calculator analogic sînt tensiuni, se introduce un așa numit model dual care înlocuiește circuitul echivalent al transformatorului printr-un dipol RLC. Ciclul de histerezis este idealizat la nivelul curbei de primă magnetizare, curbă care la rîndul ei este înlocuită prin două segmente de dreaptă de pantă diferită. Fluxul inițial rezidual este reprezentat ca, condiție inițială prin sarcina unui condensator, iar modelarea caracteristicii de magnetizare se realizează printr-o schemă simplă cu două relee și două diode. Rezultatele modelării sînt apoi prezentate și comparate cu rezultatele experimentale dintr-o serie de lucrări anterioare, obținîndu-se o concordanță acceptabilă.

Asemănător se procedează și pentru transformatoarele sumatoare, de la a căror schemă echivalentă se trece la modelul format din relee, diode și circuite RLC. Firul pilot reprezentat printr-o rețea echivalentă în π este înlocuit cu un cuadripol echivalent în T. Releele din schema de protecție — electromagnetice și statice sînt pe rînd modelate, primele pe larg pornindu-se de la ecuațiile de mișcare iar cele din a doua categorie mai sumar, pentru detalii recomandîndu-se o lucrare anterioară a unuia dintre autori. Modulele astfel modelate sînt interconectate permițînd o simulare completă a întregului sistem. Se prezintă un astfel de model pentru o protecție de linie longitudinală tipică, model odată realizat caracterizîndu-se prin simplitatea și ușurința sa de manevrare. El permite o foarte ușoară schimbare a parametrilor (de exemplu pentru lungimi diferite ale firului pilot sau utilizarea unor relee de alte tipuri), conducînd la o economie de timp de calcul și o simulare foarte precisă a instalațiilor noi ce urmează a fi construite.

R. M.

CZ. 658.5 :621

Kosarovski, B. I. **Mărirea producţiei aparatelor şi bunurilor de larg consum** (Uvelicivat vipusc bîtovîh maşini priborov). In : Maşinostroitel, nr. 12, 1971, p. 2—5.

Se face o trecere în revistă a sortimentelor de bunuri de larg consum, produse în U.R.S.S. remarcîndu-se o creştere de 1,8 a volumului, cu fiecare an.

Gama de frigidere s-a lărgit executîndu-se construcţii bazate pe compresie, absorbţie, efecte termoelectrice, iar ca volum cuprinse între 8—240 l. Unele fabrici, cum este cazul fabricii din Krasnoiarsk, deja realizează serii mari, cazul frigiderului de 160 l, „Biriusa", fabricat în 500 000 exemplare anual utilizează noul tip de izolaţie care a permis mărirea incintei fiecărui frigider cu 12—16%, fără creşterea corespunzătoare a gabaritului. Frigidere de mici dimensiuni, în special pentru auto, se vor realiza la Voronej, bazate pe fenomene termoelectrice şi avînd capacităţi de ordinul a 20 l; alte construcţii de frigidere de mic volum se prevăd a fi construite la Odesa (Snejinka, frigider de 8 l lucrînd cu benzină).

Capătă o mare dezvoltare maşinile de spălat semiautomate sau automate cu comandă program şi relee de timp calibrate; de asemenea în privinţa volumului, apar tipodimensiuni spre valorile minime (1 kg de rufe, spre exemplu).

Se analizează succint şi stadiul de fabricaţie a altor tipuri de bunuri de larg consum electrocalorice şi electromotorice, rezultînd pregnant tendinţa de diversificare, specializare, miniaturizare a construcţiilor.

Se arată importanţa care se acordă în ultimul timp realizării de componente pentru bunuri de larg consum, elemente care decid în ultimă instanţă varietatea şi preţul.

CRONICA

Prezenţa industriei electrotehnice la cel de al doilea Tîrg Internaţional — Bucureşti 1972 —

Al doilea Tîrg Internaţional — Bucureşti 1972 a reprezentat pentru industria electrotehnică, cu subdiviziunile ei (tehnica curenţilor tari, electronică, automatizări), un prilej de a face un bilanţ la zi al realizărilor, de prezentare a noi tehnici şi produse necesare economiei naţionale şi pentru export.

Aceste realizări au fost posibile datorită grijii şi sprijinului consecvent acordat de partidul nostru, oglindite în primul rînd în politica sa de investiţii, în volumul, dinamica, şi orientarea acestora, care au făcut ca industria electrotehnică să înregistreze an de an succese însemnate, realizînd şi depăşind nivelele planificate, acoperind în mare măsură necesarul de dotare tehnică al nevoilor proprii şi al celorlalte ramuri ale economiei naţionale precum şi prezentîndu-se la export cu un nomenclator din ce în ce mai bogat şi tot mai mult apreciat pe piaţa mondială. Ca urmare ponderea producţiei electrotehnice în cadrul industriei construcţiilor de maşini va creşte de la 24% în 1970 la peste 30% în 1975.

Prin prevederile actuale de plan, producţia departamentului industriei electrotehnice urmează să crească în continuare, astfel încît în 1975 să reprezinte de peste 2,57 ori producţia din 1970, rezultînd un ritm mediu anual de creştere de circa 20,8%.

Dezvoltarea industriei electrotehnice a fost făcută atît prin mărirea capacităţii de producţie, cît şi prin modernizarea acesteia, asigurîndu-se înlocuirea produselor învechite, diversificarea familiilor de produse, crearea de noi sortimente, astfel încît la sfîrşitul anului 1971 din circa 22.000 sortimente (tipodimensiuni) de produse diferite, peste 60% erau produse complet noi, în afara celor modernizate sau reproiectate în perioada 1966—1970. La aceasta au contribuit cele 4 institute şi două centre de cercetare precum şi compartimentele tehnice din cele circa 40 de uzine electrotehnice.*)

Ponderea produselor noi din totalul sortimentelor urmează să crească de la circa 60% din anul 1971 peste 82% la finele anului 1975.

Se remarcă faptul că majoritatea uzinelor nou construite sau a extinderilor au fost proiectate după concepţie proprie de către Electrouzinproiect, institut de specialitate din cadrul Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini-Unelte şi Electrotehnicii.

Printre uzinele nou intrate în funcţiune în acest cincinal, ale căror produse au fost prezente la tîrg, se pot enumera : Fabrica de Calculatoare Electronice — Bucureşti, Fabrica de celule prefabricate — Băileşti, Fabrica de transformatoare — Filiaşi, Fabrica de panouri de automatizare — Alexandria, Fabrica de frigidere — Găeşti, Fabrica de aparataj electric de instalaţii — Titu, Fabrica de surse de lumină Romlux — Tîrgovişte, Fabrica de ferite-Urziceni, Fabrica de aparate electrice de măsurat şi contoare — Timişoara, a căror prezenţă la tîrg se face cunoscută.

O caracteristică importantă a industriei electrotehnice o reprezintă gradul de noutate a unor domenii precum şi necesitatea de înnoire permanentă a produselor. De aceea chiar la produsele devenite „tradiţionale", ca maşini electrice, transformatoare sau aparatajul electric, modernizarea succesivă a fabricaţiei în acelaşi timp cu diversificarea familiei de produse precum şi prin asimilarea de produse noi, au făcut ca în prezent peste 80% din totalul producţiei să fie reprezentată de produse cu o vechime sub 5 ani.

Astfel cele peste 350 de tipodimensiuni noi de maşini rotative sînt reprezentate de maşini din seria pînă la 100 kW cuprinzînd gabaritele 56—400 mm, produse de Uzina de Maşini Electrice Bucureşti (UMEB) şi Electromotor — Timişoara (fig. 1), în construcţie normală şi în construcţii derivate sau pentru acţionări speciale (antiexplozive, antigrizutoase, pentru acţionarea de pompe, macarale, laminoare, electrotamburi etc.), seria de electromotoare de la 100—1600 kW necesare acţionărilor industriale de puteri mari

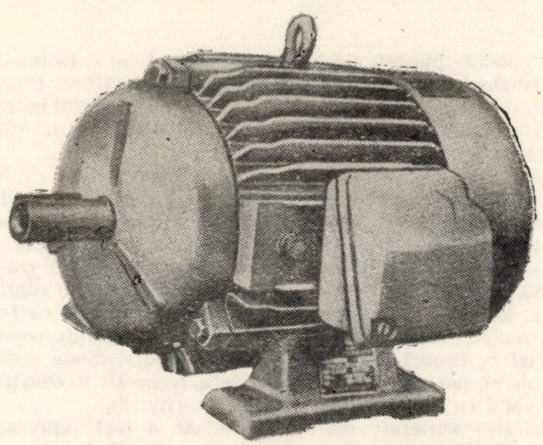


Fig. 1. Electromotor din seria ASI din gabaritul 56—400mm (Uzina de maşini electrice Bucureşti— UMEB).

* Aici nu se tratează despre produsele electrotehnice fabricate de industria locală şi cooperaţie, nici de turbo- şi hidrogeneratoarele fabricate de Ministerul Industriei Construcţiilor de Maşini Grele

în diverse forme şi variante constructive (Electroputere), seria de maşini asincrone mici sub 7,5 kW în carcasă de aluminiu, motoare mici monofazate pentru acţionarea bunurilor de consum electrotehnice (Fabrica de maşini electrice-Piteşti), maşini sincrone (UMEB şi Electroputere) livrate separat sau înglobate în grupuri electrogene. Dintre maşinile speciale sînt reprezentate motoare de curent continuu pentru tracţiunea urbană (UMEB), motoare şi generatoare electrice pentru tracţiunea feroviară necesare locomotivelor Diesel electrice şi electrice (Electroputere), grupuri de medie frecvenţă pentru tratamente termice (UMEB), sau echipament electric pentru autoturisme, autocamioane şi tractoare (Electroprecizia — Săcele).

Construcţia de utilaje energetice necesare echipării centralelor electrice şi staţiilor de transformare, concentrată la Grupul de Uzine pentru Aparataj şi Maşini Electrice din Craiova, este reprezentată printr-o serie nouă de transformatoare de distribuţie (40—1600 kVA la Fabrica de transformatoare Filiaşi), transformatoare şi autotransformatoare mari (de 220 şi 400 kV pînă la 400 MVA care sînt livrate pentru hidrocentralele Argeş, Porţile de Fier, Lotru, Termocentrala Bucureşti, prezentate la tîrg prin machete sau fotografii), întrerupătoare şi separatoare cu tensiuni de lucru pînă la 400 kV, precum şi echipamente de acţionare, măsură şi control aferente. Pentru acţionările energetice industriale se remarcă contactorul de 6 kV, 100 A produs al colaborării dintre ICPE şi Electroputere.

Pentru înzestrarea căilor ferate cu mijloace moderne de transport au fost prezentate: locomotiva Diesel electrică 2500 CP şi locomotiva electrică de 5100 kW (fig. 2) cu unele subansamble modernizate şi cu un grad de integrare mărit faţă de anii precedenţi.

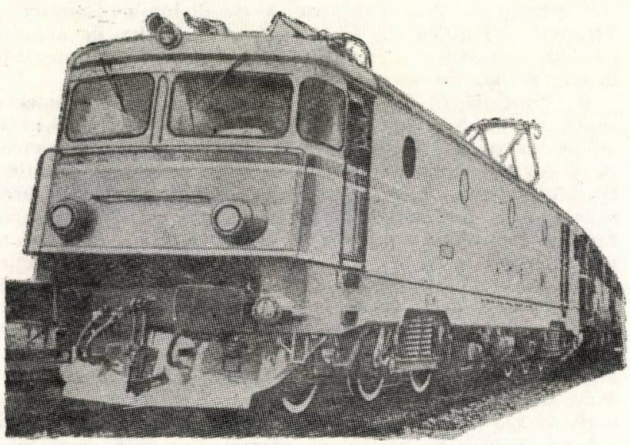


Fig. 2. Locomotiva electrică tip Co-Co 5100 kW (Uzinele Electroputere Craiova).

O pondere importantă în cadrul exponatelor o au produsele electronice, precum şi cele necesare automatizărilor. Ponderea produselor electronice în producţia Departamentului industriei electrotehnice şi electronice va creşte de la 28% în 1970 la peste 31% în 1975.

Dintre produsele recent asimilate şi prezentate de întreprinderi din Centrala Industrială de Electronică şi Tehnica Vidului — CIETV — se remarcă radioreceptoarele tranzistorizate portabile sau stabile într-o varietate mare, precum şi televizoare cu noi forme de prezentare, cu tubul cinescop de 59, 61 sau 65 cm şi selector de canale cu reglaj continuu. Faţă de televizoarele anterioare echipate integral cu tuburi electronice, televizoarele prezentate sînt hibride (echipate parţial cu tuburi şi restul cu tranzistoare şi diode semiconductoare), sau complet tranzistorizate, respectiv în construcţie portabilă cu tub cinescop de 31 cm. (fig. 3).

Printr-o varietate mare de produse a fost reprezentată industria de miezuri de ferite necesare circuitelor magnetice din radioreceptoare, televizoare, blocurile de memorii ale calculatoarelor electronice, aparate de măsură etc.

Calculatoarele electronice Felix C—256 şi CE—33 (fig. 4) împreună cu echipamentele periferice s-au prezentat cu un grad de integrare mărit.

În vederea extinderii automatizărilor în instalaţiile industriale, Centrala Industrială pentru Automatizări — CIA —

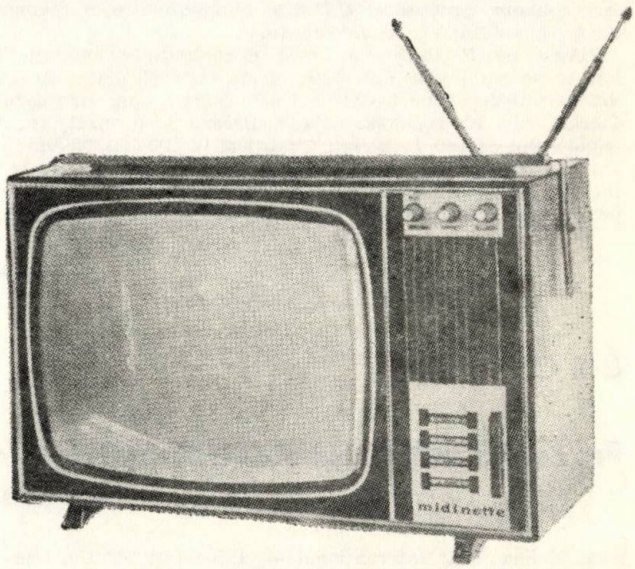


Fig. 3. Televizor portabil complet tranzistorizat cu ecran de 31 cm (Uzinele Electronica).

Fig. 4. Calculator electronic tip Felix CE — 33 (Fabrica de Calculatoare Electronice Bucureşti — FCE).

şi-a mărit sortimentul cu noi aparate şi echipamente. S-au prezentat astfel elemente electronice de automatizare (regulatorul tripoziţional ELX—176, integratorul liniar ELI — 112, regulatorul de temperatură × 72, de la Fabrica de Elemente de Automatizare — FEA), tablouri de distribuţie cu întrerupătoare ISOL, tablouri de automatizare pentru cazane industriale (Automatica), centrale telefonice de instituţie Pentomat şi aparatură diversă din tehnica telecomunicaţiilor (Electromagnetica), instalaţii de redresare, instalaţii pentru electrofiltre, surse pentru aparate semiautomate de sudură cu CO_2 tip RSC — 400 şi SACO — 1 (Electrotehnica), maşini electrice cu circuite electrice imprimate cu rotor disc, inerţie redusă, necesare pentru acţionarea electrică a maşinilor unelte cu comanda-program şi altor acţionări similare (colaborare dintre ICPE şi Electrotehnica), întrerupătoare automate de joasă tensiune pînă la 2500 A de tip ISOL (fig. 5) şi OTOMAX (Electroaparataj).

Un rol important s-a demonstrat a-l avea institutele şi centrele de cercetare, care se prezintă cu realizări fizice

(prototipuri sau tehnologii); ele urmează să fie preluate, sau au fost deja preluate de către industrie.

Astfel Institutul de cercetări electronice — ICE — în colaborare cu Fabrica de aparate electrice de măsură şi industriale — FEMI — a elaborat osciloscoape, numărătoare electronice diverse (fig. 6), voltmetre digitale, aparatură electro-

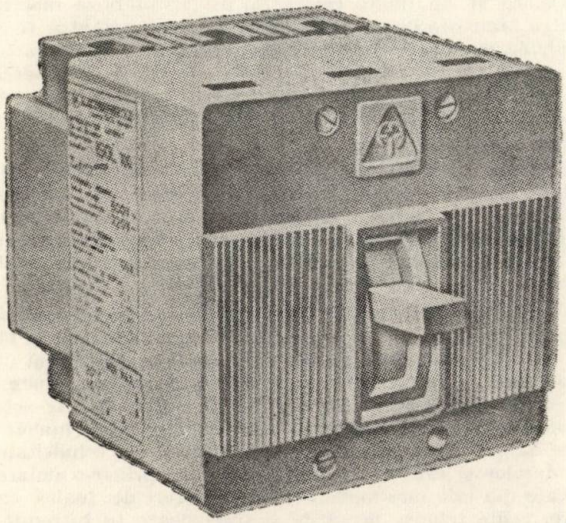


Fig. 5. Întreruptor automat de joasă tensiune tip ISOL 660 V, 100—250 A (Electroaparataj Bucureşti).

Fig. 6. Numărător electronic universal tip E 0202 (Institutul de Cercetări şi Proiectări Electronice — ICE şi FEMI — Bucureşti).

nică medicală sau aparate electronice de măsură a mărimilor neelectrice (vibrometru, microcomparator, tensometru, torsiometru), radiotelefoane şi altele.

Institutul de cercetare şi proiectare pentru industria electrotehnică — ICPE — pe lîngă instalaţii la care natura cercetărilor se poate încadra în categoria celor semifundamentale (accelerator pentru electroni de 1 MeV — fig. 7), a expus produse ca rezultat al cercetărilor aplicative care răspund nevoilor producţiei: sursă de ioni Duoplasmatron, contactor 6 kV—100 A, aerotermă pentru autoturisme Dacia cu servomotor cu rotor disc şi întrefier axial (fig. 8), maşină de spălat rufe cu program, piese din ceramică de înaltă frecvenţă, generator de impuls de 3,2 MV, contacte electrice sinterizate, scule electrice de mînă, descărcătoare pentru liniile electrice de înaltă tensiune de 220 şi 400 kV, bicicletă electrică cu servomotor cu rotor disc şi întrefier axial etc.

În vederea automatizării proceselor industriale, Institutul de cercetări şi proiectări de automatizări — IPA — a prezentat echipamente pentru transmitere de date de joasă şi medie viteză, centrale automate pentru paza împotriva infractorilor, a incendiilor, elemente de comutaţie statică cu siliciu USILOG, echipamente de afişare numerică pentru maşini unelte cu traductor incremental sau industosin etc.

Deoarece electronica se întrepătrunde din ce în ce mai mult cu tehnica curenţilor tari şi automatica, nevoile de componente electronice cresc continuu. Elaborarea de componente electronice noi precum şi diversificarea şi profesionalizarea celor existente revine Centrului de Cercetare şi Proiectare pentru Componente Electronice. Din acest domeniu au fost expuse noi tipuri de dispozitive semiconductoare, ca diode, tranzistoare cu germaniu sau siliciu de tip p-n-p sau n-p-n executate după tehnologii noi. De asemenea se remarcă realizarea de circuite integrate logice (necesare la fabricaţia calculatoarelor electronice sau în aparatura de comutaţie rapidă) şi de circuite integrate lineare (folosite în tehnica de calcul, radioreceptoare şi televizoare). Prin colaborare cu IPRS se expun şi alte componente pasive sau active, printre care diodele de putere cu siliciu, necesare redresării curentului în locomotivele electrice, sau în alte instalaţii (seria TU).

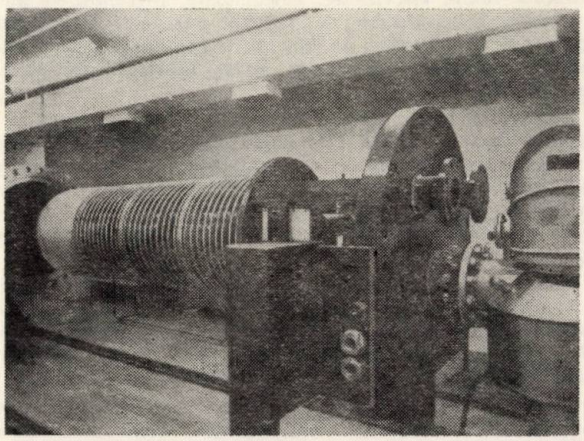


Fig. 7. Accelerator pentru electroni de 1 MeV(Institutul de cercetare şi proiectare pentru industria electrotehnică — ICPE).

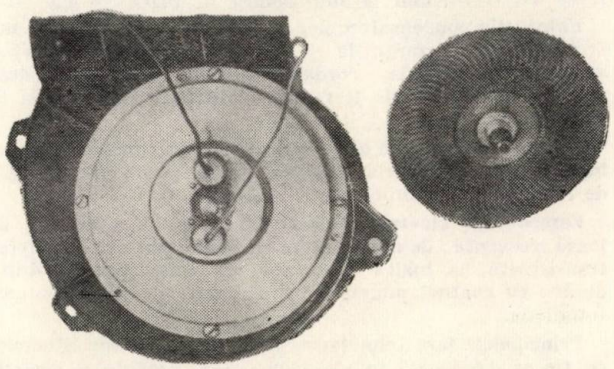


Fig. 8. Aerotermă pentru autoturisme DACIA cu servomotor cu rotor disc şi întrefier axial. (Institutul de cercetare şi proiectare pentru industria electrotehnică — ICPE).

De o mare varietate se bucură bunurile de larg consum electrotehnice. În afară de receptoarele de radio şi televizoare au fost prezentate frigidere cu compresor de 140, 180, 240 litri (Fabrica de frigidere Găeşti), radioatoare cu ulei, antene şi amplificatoare de antenă (Electromureş), faruri auto asimetrice, surse de lumină (Steaua Electrică, Romlux şi Electrofar), maşini de găurit portabile (Electromotor şi ICPE), bătător de covoare, lustruitor de parchet (Electromotor) şi altele.

Ilustrarea la tîrg a rezultatelor obţinute pînă în prezent, ca şi măsurile ce sînt stabilite pentru îndeplinirea sarcinilor din planul cincinal, împreună cu angajamentele suplimentare luate în urma Conferinţei Naţionale a Partidului Comunist Român în vederea realizării înainte de termen a cincinalului actual, reprezintă tot atîtea premize pentru creşterea aportului industriei electrotehnice la asigurarea economiei naţionale, precum şi la export, cu produse şi tehnici de cel mai înalt nivel.

Dr. ing. *D. F. Lăzăroiu*

I. P. R. S. la 10 ani de activitate

Întreprinderea de Piese Radio și Semiconductori Băneasa aniversează anul acesta un deceniu de activitate.

Creată în 1962, în vederea fabricării componentelor necesare industriei noastre de radio, a ajuns astăzi una dintre fabricile mari ale Capitalei, a cărei producție este hotărîtoare pentru întreaga industrie electronică românească, ea însăși în plină dezvoltare.

Întreg programul de aparate și aparatură electronică (aparate radio, televizoare, calculatoare, instalații de automatizare, echipamente de curenți purtători, emițătoare aparatură de măsură și de control etc.) se bazează pe componentele electronice pasive și active fabricate de această întreprindere.

Construită într-o poziție adecvată, lipsită de praf și de zgomot dintr-o cerință tehnologică, întreprinderea s-a dezvoltat în acești 10 ani pe o suprafață dublă față de cea inițială, cu o producție de peste 15 ori mai mare. A început fabricația cu opt familii de produse, apoi dezvoltîndu-se în pas cu mersul modern al electronicii, a ajuns să fabrice următoarele componente:

Componente electronice pasive. Rezistoare: cu peliculă de carbon și bobinate; termistoare ceramice; condensatoare cu dielectric: polistiren, polister, hîrtie, ceramic de tip I și II; condensatoare electrolitice normale și miniatură; cablaje imprimate simplu față și dublu față.

Instalațiile moderne de impregnare conferă condensatoarelor cu dielectric hîrtie (condensatoare balast, starter, auto etc.) proprietăți superioare, în concordanță cu cele mai noi tipuri aflate pe piața mondială.

Calitatea superioară a condensatoarelor electrolitice este dată, pe lîngă calitatea foliei (curenți de fugă mici) și de calitatea electroliticului și impregnării în instalații moderne.

Fabricația condensatoarelor cu folie de polistiren de înaltă stabilitate și toleranțe de $\pm$ 1% și $\pm$ 2% dau proprietăți remarcabile circuitelor acordate și filtrelor. Gabaritele reduse și înalta lor stabilitate le recomandă pentru folosirea lor în calculatoare.

Ceramica electronică este reprezentată prin procedee tehnologice moderne, asigurînd o gamă largă de paste cu coeficienți de temperatură definită negativi și pozitivi.

Componente electronice active cu Ge. Tranzistoare de joasă frecvență: de mică putere, de medie putere, de putere; transistoare de înaltă frecvență: de mică putere, drift; diode: cu contact punctiform, redresoare de medie putere; fotodiode.

Principalele faze tehnologice ale fabricației transistoarelor cu Ge se desfășoară în săli climatizate. Sortatoare speciale asigură uniformitatea pastilelor de Ge și toleranțe de microni. Montarea transistoarelor se face sub microscop. În ce privește diodele punctiforme cu Ge, ele sînt căutate în întreaga Europă ca produse de vîrf ale tehnologiei bazată pe germaniu.

Componente electronice active cu Si. Diode: stabilizatoare de tensiune de mică putere, redresoare de mică putere, redresoare de medie putere, redresoare pentru puteri mari; transistoare planare de înaltă frecvență și comutație.

Utilajul și aparatura modernă de verificare a parametrilor diodelor cu siliciu fac ca produsele realizate să poată fi comparate cu produsele similare europene și americane, de uz profesional.

În programul de activitate, un rol hotărîtor îl ocupă preocupările de investigare a fiabilității diodelor cu siliciu, a performanțelor limită absolute în diverse condiții de funcționare. Ingineri cu mare experiență conduc procesele tehnologice și dau consultații beneficiarilor pentru schemele de utilizare. Laboratoarele uzinei și-au îndreptat atenția către tehnologiile de vîrf pe plan mondial. Astfel, de puțin timp au fost puse în fabricație transistoarele planare cu siliciu de joasă frecvență și de înaltă frecvență, asigurînd baza materială pentru transistorizarea televizoarelor. Echipamentul și condițiile de climă și desprăfuire asigură un înalt nivel tehnologic de calitate și randamente ridicate, făcîndu-le comparabile cu produsele realizate de firme străine. Operațiile de sortare se efectuează cu ajutorul sortatoarelor electronice de mare capacitate și stabilitate.

Circuite integrate. Logice: de viteză medie și rapide; liniare. În al 10-lea an de activitate, cercetările au ajuns în stadiul de producție a noilor fabricate, a căror siguranță în funcționare și parametri profesionali constituie o garanție în utilizarea lor în: calculatoare, automatizare, informatică și industrie.

Munca intensă și conștiința salariaților acestei întreprinderi, precum și dotarea din ce în ce mai modernă a fabricii, au făcut ca volumul producției globale să crească în acești ani (anul 1962 luat ca an întreg) și să ajungă de 16 ori mai mare. De asemenea numărul mediu scriptic de salariați este actualmente de cinci ori mai mare decît cel din 1962, număr din care 62% îl reprezintă tinere fete. Gradul de tehnicitate al produselor și calitatea lor sînt asigurate printr-o dotare cu utilaje din cele mai moderne, cu muncitori de înaltă calificare, cadre tehnice pregătite și specializate în întreprinderi cu tradiție în industria electronică.

Componentele fabricate se bucură de o bună primire în străinătate, exportul efectuîndu-se acum în 15 țări. Marca de fabrică înregistrată a produselor, „β", este foarte cunoscută, prin participarea permanentă la tîrguri și expoziții internaționale.

Întreprinderea are un dezvoltat sector de autoutilare, cu ajutorul căruia rezolvă multiple probleme atît legate de importul de utilaje cît și de rezolvarea problemelor proprii de utilaje. Laboratoarele de electronică din cadrul acestui sector colaborează cu orice întreprindere pentru rezolvarea problemelor de interes comun. La cererea întreprinderilor dotate cu aparate ce folosesc componente electronice din import, se studiază posibilitatea înlocuirii lor cu componente fabricate în țară.

De asemenea întreprinderea are și un compartiment de sculărie care aduce o însemnată contribuție la rezolvarea problemelor legate de S.D.V.-uri de înaltă precizie.

Dezvoltarea sortimentelor de componente, reducerea importurilor de know-how, de utilaje tehnologice și de materiale primare, au determinat organizarea activității de cercetare-dezvoltare care, în condiții materiale moderne, elaborează dispozitive semiconductoare și circuite integrate, tehnologii noi, echipamente pentru autodotare, materiale primare și auxiliare de puritate electronică.

Specialiștii, formați în școlile superioare românești și specializați în străinătate, valorifică cercetările prin microproducții, prin integrări de fabricații, prin punerea în fabricație a produselor noi și prin publicații de prestigiu în literatura de specialitate.

Obiectivele principale ale activității de dezvoltare sînt îmbunătățirea eficienței economice a fabricațiilor de componente, îmbunătățirea calității și fiabilității componentelor fabricate și asigurarea capacităților de fabricație pentru componentele necesare economiei naționale.

Întreprinderea dispune de o bibliotecă tehnică cu peste 6000 de volume și 200 de abonamente la reviste de specialitate române și străine, precum și o bibliotecă sindicală cu circa 10 000 de volume de literatură și politice; de asemenea, o cantină dotată cu utilaj ultramodern, cu un front larg de deservire.

Importanța sectorului de componente electronice este ilustrată în cincinalul actual, cînd acestui sector i se prevede o dezvoltare de 3,1 față de 1972.

Prezențe românești peste hotare

Salonul Internațional de Invenții „INTERNEMO 72"

Între 2 și 10 septembrie 1972 a avut loc, la Köln — R.F.G., Salonul Internațional de Invenții „INTERNEMO — 72" unde a fost prezentă și țara noastră cu următoarele invenții:

1. Motor electric cu autoreductor-titular Intreprinderea Electromotor Timișoara;
2. Redresor pentru sudare electrică cu arc — titular ICPE — București;
3. Procedeu și mașină semiautomată pentru mortezarea renurilor pe flancurile severelor — titular Uzina Tractorul Brașov;
4. Material și procedeu pentru construcția cupolei cuptoarelor-titular ICEM;
5. Material și procedeu pentru fabricarea electrozilor itular — ICEM;
6. Sistem de macara deplasabilă cu electromagneți de ridicare;
7. Dispozitiv și procedeu pentru separarea Pl, Cu, Zn din sulfat de Zn și Pb — titular ICEM.

În cadrul standului românesc au mai fost expuse 4 invenții ale Ministerului Industriei Ușoare prezentate de către un delegat al acestui minister.

Salonul de Invenții „INTERNEMO 72" este pentru prima dată organizat la Köln și au fost expuse un număr de 231 de invenții, majoritatea din domeniul industriei construcțiilor de mașini.

Dintre acestea cele mai bune invenții au fost selecționate și premiate de către un juriu internațional cu medalii de aur, argint și bronz. Toate invențiile românești expuse au fost medaliate astfel că standul românesc a fost apreciat pe primul loc, cu invenții la un înalt nivel de concepție și execuție.

Din totalul de 8 medalii de aur decernate în cadrul acestui salon, 2 medalii de aur au fost atribuite următoarelor invenții prezentate de MICMG.

1. Motor electric cu autoreductor — titular Intreprinderea Electromotor Timișoara (autor — dr. ing. Dan Teodorescu).
2. Redresor pentru sudare electrică cu arc — titular ICPE — București (autor — ing. Ștefan Grosu).

Celelalte invenții românești au primit medalii de argint sau de bronz (invențiile MIM).

Spre deosebire de alte saloane de invenții internaționale s-a constatat o mai bună selecție a invențiilor prezentate de o serie de firme din R.F.G., Franța și R.S.C., iar exigența juriului a fost cu mult sporită acordîndu-se un număr restrîns de medalii.

Invențiile românești expuse de cele trei ministere: MICMG MIM și MIU, datorită nivelului tehnico-științific al acestora cît și a modului de prezentare (machete în stare de funcțiune, panouri bine executate și mostre), s-au bucurat de un succes deosebit și de un interes vădit din partea specialiștilor și publicului vizitator purtîndu-se o serie de discuții și tratative în scopul unor cooperări sau vînzări de licență.

Ing. *Gh. Bularda*

Conferință științifică internațională dedicată transformatoarelor mari

În perioada 15—22 august 1972 a avut loc în orașul Togliatti (U.R.S.S.), cea de a doua conferință științifică internațională a țărilor membre CAER, dedicată transformatoarelor mari.

Pentru o urmărire mai corectă, s-a preferat în cele ce urmează ca prezentarea programului, discuțiilor și direcțiilor de dezvoltat pe viitor să se facă pe cele 3 mari grupe de probleme notate cu I, II și III.

I. Usearea și impregnarea izolației, protecția contra umezelii, îmbătrînirea și capacitatea la suprasarcină (13 ref)

Au fost prezentate următoarele lucrări:

I_1. *Schmidt, I.*: Cercetarea uleiului. Îmbătrînirea izolației. Închiderea ermetică a uleiului (R.D.G.);

I_2. *Cicos, B.*: Noi posibilități de eliminare a umezelii din uleiul de transformator (R.P.U.);

I_3. *Burman, A.* și *Lizunov, S.*: Posibilitatea de scurtare a timpului de uscare. Protecția izolației transformatoarelor contra umezelii cu ajutorul uscătoarelor termoelectrice (U.R.S.S.);

I_4. *Lizunov, C.*: Cerințe la uscarea izolației transformatoarelor de înaltă tensiune. (U.R.S.S.);

I_5. *Ezerski, V.* și *Piliarski, N.*: Probleme privind impregnarea cu ulei a transformatoarelor de înaltă tensiune și a elementelor lor de izolație (R.P.P.);

I_6. *Golovanov*, ș.a.: Problema uscării și impregnării izolației transformatoarelor în fabrici, îmbătrînirea ei și protecția împotriva umezirii în exploatare (U.R.S.S.);

I_7. *Suta, Iu.*: Controlul stării izolației transormatoarelor în exploatare pe baza rezultatelor obținute pe baza încercării uleiului de transformator (R.P.P.);

I_8. *Cicos, B.*: Noi mijloace pentru conservarea uleiului și izolației de hîrtie a transformatoarelor; reducerea efectului umezelii (R.P.U.);

I_9. *Sicora, Ia.*: Capacitatea de suprasarcină a transformatoarelor uscate, admisibilă din punct de vedere al îmbătrînirii izolației (R.P.P.);

I_{10}. *Mereanu, A., Mihalcea, V., Stanila, V.*: Rezultatele privind capacitatea la suprasarcină a transformatoarelor în ulei (R.S.R.);

I_{11}. *Bodnar, V.*: Despre suprasarcinile de avarie ale transformatoarelor în ulei (U.R.S.S.);

I_{12}. *Boriu, Iu.*, ș.a: Creșterea capacității de suprasarcină a transformatoarelor, una din direcțiile de perspectivă ale cercetării științifice (U.R.S.S.);

I_{13}. *Marinescu, A. Popescu S., Gaber E.*: Ciclul de histereză a nivelului descărcărilor parțiale indiciu al stării izolației transformatoarelor. (R.S.R).

Rapoartele și discuțiile purtate în cadrul acestei grupe de lucrări s-au referit la 4 mari tematici principale: uscarea izolației transformatoarelor; înrăutățirea stării izolației transformatoarelor în procesul normal de exploatare sau de suprasarcină; mijloacele de protecție a izolației transformatoarelor ca și de control a stării acesteia; perspectivele tehnologiilor de uscare pentru transformatoarele mari.

Dintre concluziile mai importante reieșite se pot menționa următoarele:

— Umiditatea remanentă în izolația de celuloză a transformatoarelor după uscarea finală, nu trebuie să fie mai mare de 0,2 — 0,5%. De asemenea, uleiul utilizat pentru umplere nu trebuie să aibă un conținut de apă mai mare de 5—10 gr/t.

— Utilizarea tehnologiei de pregătire a izolației transformatoarelor sub vacuum și temperatură determinată, în prezența vaporilor de produse pe bază de petrol care la evaporare să excludă umiditatea încă rămasă, permite atît scurtarea timpului de uscare la jumătate cît și al reparațiilor capitale.

— Perfecționările aduse de unii constructori dispozitivelor funcționînd pe bază de silicagel deși au dat unele rezultate promițătoare, sînt încă afectate de neajunsul că nu prote-

jează uleiul şi izolaţia de oxidare. Utilizarea pernei de azot în transformatoarele mari permite protejarea izolaţiei contra umezelii din aer, dar ca şi la utilizarea silicagelului, există încă dificultăţi legate de protecţia izolaţiei contra produşilor de degradare a izolaţiei însăşi, în procesul de îmbătrînire.

— Metodele utilizate în prezent pentru controlul stării izolaţiei au încă limitări, în special legate de faptul că ele permit numai să se compare caracteristicile electroizolante ale transformatorului aflat în exploatare cu cele date de fabrica constructoare.

Largi posibilităţi de aplicare poate avea în viitor metoda bazată pe analiza gazelor degajate în transformator metodă ce poate da indicaţii reale asupra stării de îmbătrînire. Acest lucru rezultă evident atît din raportul prezentat de specialiştii din R.D.G. şi R.P.U. (rap. I_1; I_8) cît şi de cei din R. S. România (I_{13} şi III_{13}), care au semnalat pericolul pe care-l prezintă pentru izolaţia transformatorului existenţa unui regim permanent de descărcări parţiale care să genereze hidrogen şi cu aceasta o îmbătrînire accelerată.

— Cercetări ale unor specialişti români (rap I_{10}) confirmă respectarea „legii celor 6 grade" în cadrul regimurilor de suprasarcină şi că limita de temperatură de 140° pînă la care sînt considerate valabile legile de îmbătrînire a izolaţiei de celuloză, poate fi extinsă pînă la 160°C.

Legat de lipsa de date şi informaţii în unele domenii, s-a considerat necesar ca ţările să dezvolte în viitorii ani cercetări legate de elucidarea unor procese şi mecanisme fizice de evoluţie a unor fenomene, stabilirea unor tematici moderne de tratare a izolaţiei şi control al acesteia. Dintre aceste cercetări ce trebuie dezvoltate, se menţionează:

— tehnologiile de uscare a izolaţiei în vapori de produse pe bază de petrol;

— tehnologiile de conservare a uleiului bazate pe perne de ulei, filtre moleculare, ermetizare completă etc.;

— metodele moderne de control a izolaţiei;

— cercetări legate de utilizarea mai bună a transformatoarelor în regim de suprasarcină (îmbătrînirea izolaţiei, sarcinile reale ale transformatorului, regimuri de sarcină corelate cu criterii economice, aprecierea stării izolaţiei după gradul de polimerizare, măsurarea descărcărilor parţiale la toate transformatoarele de clasă de tensiune mai mare de 220 kV.

II. Metode destinate determinării pierderilor suplimentare ca şi reducerea acestora.

Au fost prezentate un număr de 17 referate, ai căror autori şi titluri au fost următoarele:

II_1. *Sisunenco, O. I.* ş. a.: Metode de determinare şi reducere a pierderilor suplimentare în transformatoare. (U.R.S.S.);

II_2. *Sisunenco*, ş.a: Calculul pierderilor în cuva transformatorului;

II_3. *Turovschi, Ia.*: Analiză comparativă a metodelor de calcul al pierderilor în cuvă şi elementele constructive ale transformatorului (R.P.P.);

II_4. *Borowschi, K.*: Ecranarea cîmpului de dispersie al elementelor constructive ale transformatoarelor de putere. Determinarea cîmpului de dispersie. Forme de ecranare (RDG).;

II_5. *Panaitov, L.*: Pierderile datorate cîmpului de dispersie în inelele de presare din materiale feromagnetice, destinate transformatoarelor de putere (R.P.B.);

II_6. *Iazîcov, V.*: Pierderile în reactoarele de scurtare, de mare putere şi clase înalte de tensiune (U.R.S.S.);

II_7. *Carasev, V.* şi *Lurie, S.*: Utilizarea modelării matematice şi a hîrtiei electroconductoare pentru determinarea cîmpului electromagnetic şi a pierderilor suplimentare (U.R.S.S.);

II_8. *Kazimerschi, M.*: Evaluarea necesităţii de ecranare a cuvei transformatorului, din punct de vedere al încălzirilor locale (R.P.P.);

II_9. *Bereza, V.*: Scăderea pierderilor suplimentare în transformatoare, utilizînd şunturi magnetice (U.R.S.S.);

II_{10}. *Liasotinschi, Ia.*: Ecranarea buloanelor verticale de stingere a transformatoarelor (R.P.P.);

II_{11}. *Leiles, L.*: Curenţi de circulaţie în înfăşurările transformatoarelor şi reactoarelor (U.R.S.S.);

II_{12}. *Dacev, A.*: Influenţa cîmpului de dispersie produs de curenţii de circulaţie în înfăşurările transformatorului asupra pierderilor (R.P.B.);

II_{13}. *Kozlovski, M.*: Determinarea, limitarea şi evaluarea pierderilor în înfăşurările transformatoarelor (R.P.P.);

II_{14}. *Kohan, P.*: Metode de obţinere a înfăşurărilor transformatoarelor de forţă, cu pierderi reduse (U.R.S.S.);

II_{15}. *Ananovici, B.* ş.a.: Înfăşurări ale transformatoarelor cu pierderi suplimentare reduse. (R.P.P.);

II_{16}. *Kopecek, Ia.*: Evaluarea pierderilor suplimentare în înfăşurările transformatorului, măsurate prin metoda Rulla (CSR);

II_{17}. *Boriu Iu.* ş.a.: Calculul pierderilor de dispersie şi a celor suplimentare utilizînd calcule automate, ţinînd seama de neuniformitatea bobinelor (U.R.S.S.).

Lucrările prezentate au scos în evidenţă faptul că se dispune de o suficientă experienţă în ceea ce priveşte, calculul, măsurarea şi scăderea nivelului de pierderi: atît în înfăşurări cît şi în elementele de construcţie. Dintre concluziile mai importante se menţionează următoarele:

— Există suficiente date statistice, empirice şi semiempirice privind determinarea pierderilor suplimentare în transformatoarele coloană cu înfăşurări concentrate, sau al celor cu două înfăşurări concentrice. Aceste date permit să se determine suficient de exact mărimea ipotetică a pierderilor suplimentare, într-o fază foarte timpurie a proiectării transformatorului.

— Calculul cîmpului de dispersie şi al pierderilor în transformatoarele mari se poate face fie prin rezolvarea ecuaţiilor potenţialului magnetic vector fie al aplicării legii lui BIOT—SAVART (cu folosirea metodei oglinzii), evident, utilizînd calculatoare electronice.

— Există metode suficient de precise pentru calculul pierderilor totale sau al celor locale în cuve, inele de presare, buloane de stingere a circuitului magnetic etc.

— Utilizarea şunturilor magnetice poate conduce pentru numeroase construcţii de transformatoare, la reducerea pierderilor suplimentare, în cuve, inele de presare etc.

— În prezent se face simţită lipsa unei metode sigure de calcul al cîmpului pe suprafaţa elementelor feromagnetice de construcţii şi geometrii diverse.

— Pentru verificarea distribuţiei cîmpului de dispersie şi al pierderilor suplimentare după legile stabilite, se pot utiliza: metoda de modelare fizică, metoda termometrică sau cea bazată pe măsurarea cîmpului pe modele de circuite feromagnetice de caracteristici cunoscute.

Din discuţiile purtate de specialişti, a rezultat ca foarte necesar ca tematica viitoare a cercetărilor în domeniul transformatoarelor mari să cuprindă teme de genul:

— elaborarea metodelor de calcul al cîmpului de dispersie la suprafaţa elementelor constructive feromagnetice ale transformatoarelor;

— metode de calcul şi proiectare al înfăşurărilor cu pierderi reduse;

— construcţia ecranelor electromagnetice din materiale cu mare permeabilitate magnetică;

— tehnologii moderne de transpoziţie;

— utilizarea mijloacelor de calcul electronic în construcţia transformatoarelor.

III. Perspective ale cercetării ştiinţifice în domeniul transformatoarelor mari.

Un număr de 14 referate tratînd probleme de perspectivă în domeniul transformatoarelor a constituit materialul de discuţie al celei de a treia secţii.

Comunicările susținute au fost următoarele:

III_1. *Voevodin, Id.* ș. a.: Perspectivele activității de cercetări științifice în domeniul transformatoarelor (U.R.S.S.);

III_2. * * * Transformatoare umplute cu dielectrici cloruraţi (C.S.R.);

III_3. *Simcovici, F.* ș. a.: Noutăți și progrese în domeniul fabricației transformatoarelor uscate cu răcitoare de aer și al înfășurării în rășini epoxidice (C.S.R.);

III_4. *Kiș, L.*: Transformatoare cu ulei cu răcire dirijată (R.P.U.);

III_5. *Mereanu, A., Cîrstea, D.* și *Stanciu, V.*: Scurtă informare asupra perspectivelor cercetării științifice în domeniul transformatoarelor (R.S.R.);

III_6. *Partîga, S.*: Rezultatele cercetării proceselor tranzitorii în transformatoarele fără impedanță, din folie (R.P.P.);

III_7. *Scubala, V.* ș.a: Cercetarea mecanismului de dezactivare a cuprului conductorului, utilizat în transformatoarele în ulei, consecință a influenței materialelor din celuloză (R.P.P.);

III_8. *Nosek, K.*: Transformator trifazat de reglare, cu înfășurare bloc, 250/250/250 MVA 400/121 $\pm$ 10% (15,75 kV) (C.S.R.);

III_9. *Vronski, M.*: Măsurarea forțelor de scurtcircuit în transformatoare, utilizînd traductoare hidraulice (C.S.R.);

III_{10}. *Barbutov, G.* și *Staneb, D.*: Determinarea variantei optimale a transformatoarelor cu două înfășurări (R.P.B.);

III_{11}. *Barbutov, I.* și *Gheorghiev, G.*: Rezistența la impuls a înfășurărilor din conductoarele legate în paralel, a transformatoarelor mari (R.P.B.);

III_{12}. *Kreis, Ia.*: Pierderile suplimentare în fierul transformatoarelor de distribuție (R.P.U.);

III_{13} *Tănăsescu, Fl.*: Efecte ale descărcărilor parțiale în izolația transformatoarelor (R.S.R.);

III_{14}. *Răducanu, I. Gaciu, K.* și *Călin, G.*: Utilizarea modelelor electromagnetice și mașinilor electronice de calcul pentru cercetarea comportării la impuls de tensiune a transformatoarelor și autotransformatoarelor de putere (R.S.R.).

Două țări (U.R.S.S. și R.S.R.) au prezentat lucrări unitare privind tendințele de dezvoltare ale industriei proprii de transformatoare. În afara acestora au fost prezentate o serie de lucrări tratînd tehnologii moderne, utilizarea unor noi materiale izolante, a unor noi metode de încercare, protecția transformatoarelor în exploatare.

În cadrul lucrărilor desfășurate aici, țara noastră a prezentat 3 referate, referate vizînd probleme legate de metode de încercare (III_5 și III_{13}) sau de utilizare a calculatoarelor în utilizarea modelelor electromagnetice pentru cercetarea la impuls a transformatoarelor (III_{14}).

Pentru următorii ani se impune dezvoltarea unei tematici de cercetare care să răspundă la:

— creșterea stabilității termice la scurtcircuit, metode de calcul și încercare;

— scăderea nivelului de zgomot, metode de măsură;

— tehnologii moderne de uscare a transformatoarelor;

— utilizarea tehnicii de calcul în proiectarea transformatoarelor;

— realizarea de scheme moderne de măsurare a parametrilor izolației transformatoarelor.

★

Conferința a constituit un mijloc deosebit de util de a face cunoscute progresele tehnico-științifice obținute de țările participante în domeniul construcției transformatoarelor mari.

R. S. România a fost prezentă la lucrări cu o delegație compusă din 4 specialiști care au prezentat un număr de 5 referate (I_{10}, I_{13}, III_5, III_{13}, III_{14}) referate aparținînd unor specialiști de la Centrul de Cercetări și Proiectări, GUAME-Craiova, Institutul de Cercetare și Proiectare pentru Industria Electrotehnică (ICPE — București), Departamentul Industriei Electrotehnice și Electronice (DIEE).

Tematica lucrărilor susținute, îmbrățișînd atît lucrări cu caracter tehnologic cît și de stabilirea metodelor moderne de calcul și încercare, bazată pe o experiență practică și teoretică în domeniu, s-a bucurat de aprecierea conferinței, numeroase concluzii fiind reținute în documentele finale.

Dr. ing. *Fl. Tănăsescu*

E 2040

Sumar anual şi index alfabetic de autori

Anul XX, 1972

Sumar

1. CZ 061. 3. Colectivităţi. Congrese

CZ 061.3 : 621.3, „1972"

1.1. *Rezoluţia Conferinţei pe ţară a inginerilor şi tehnicienilor*

8, 314 — 318

CZ 061.3 : 621.3 (498.31) ICPET

1.2. *A II-a sesiune anuală de comunicări tehnico-ştiinţifice a Institutului de cercetări şi proiectări echipamente termoenergetice* — I.C.P.E.T. Cronică (Curiac, Gr.)

10, 399—400

CZ 061.4.43 :621.3 „1972"

1.3. *Tîrgul de la Leipzig — 1972.* Cronică (Maria Constantin)

6, 240

CZ 621.2 : 621. 3 CEI

1.4. Weissman, J. şi Rodin, E.: *Comisia electrotehnică internaţională — forul mondial de standardizare electrotehnică.*

6, 234—238

CZ 061.2 : 621.3 CEI

1.5. *Noi publicaţii şi proiecte de publicaţii ale CEI.* Din activitatea CEI (Weissman, J.)

10, 390—393

2. CZ 537.568 Acţiunile ionilor.

2.1. Referate : 3 (1)

3. CZ 538.3 Electromagnetism. Electrodinamică.

3.1. Referate : 9 (1)

4. CZ 551. 594 Fenomene electrice în atmosferă.

4.1. Referate : 1 (1);

5. CZ 620.9. Economia energiei în general

5.1. Referate : 3 (1); 7 (1), 9 (1)

6. CZ 621.3 Electrotehnică generală

CZ 621.3.01 : 621.312

6.1. Hortopan, Gh : *Reflectarea progresului rapid al industriei electrotehnice în coloanele revistei noastre.*

1, 1—3

CZ 621.3.011 : 621.372

6.2. Preda, M., Breazu, I. şi Nicoară, M. *Ecuaţiile de stare ale circuitelor cu bucle de condensatoare şi secţiuni de bobine.*

7, 241—255

CZ 621.3.012.8 : 621.3.011.3 ; 538.23

6.3. Popa, I. şi Bogoevici, N.: *Asupra parametrilor de comutare la registrele de deplasare monotact cu ferite şi bucle de transfer necomandate.*

4. 129—133

CZ 621.3.013.7 : 621.315.14

6.4. Titz, Gh.: *Forţele electrodinamice în sistemele trifazate, cu două conductoare în paralel pe fază.*

2. 41—47

CZ 621.3.014.1. : 538.542

6.5. Mocanu, C.I.: *Treptele de tensiune şi de curent, moduri fundamentale de excitaţie a curentului tranzitoriu în conductoare cu efect pelicular.*

3, 91—102

CZ 621.3.014.1. : 621.3.082.74 ; 538.542

6.6. Hortopan, Gh. şi Hortopan Viorica: *Modelul fizic, ipotezele de calcul şi instrumentele de măsurare (Discuţii).*

3, 105—106

CZ 621.3.014.31.001.25 : 621.3.064.3

6.7. Sasu Mimi : *Stabilirea condiţiilor de stingere şi de reaprindere ale unui arc electric cu ajutorul calculatorului analogic.*

11, 401—409

CZ 621.3.014.31 : 681.332 : 621.316.57

6.8. Sasu Mimi: *Utilizarea calculatorului analogic la analiza comportării dinamice a unui arc electric*

8, 281—288

CZ 621.3.014.32.001.25

6.9. Suciu, I.: *Teoria componentelor de forţă fictive — o nouă metodă de calcul pentru forţele electrodinamice spaţialo-temporale la scurtcircuit.*

4, 121—128

CZ 621.3.014.31.001.25. 621. 3.064.3.

6.10. Sasu Mimi: *Modelarea analogică a arcului electric pe baza ecuaţiilor lui Mayr şi Cassie*

6, 201—207

CZ 621.3.018.3 : 621.3.016.35

6.11. Cîrţină, Gh.: *Influenţa parametrilor circuitului electric asupra oscilaţiilor subarmonice*

3, 81—90

CZ 621.3.019

6.12 Stănciulescu, F.: *Contribuţii la electrotehnica circuitelor şi mediilor neliniare cu ajutorul convoluţiei în planul complex. Teză, de doctorat, conducător ştiinţific. Remus Răduleţ (Avramescu, A.)*

10, 394—395

CZ 621.3 : 621.313 : 621.311.28

6.13. *Realizări în industria electrotehnică. Motoare pentru servicii auxiliare în centrale.* (Berberianu, Alex.).

9, 357

CZ 621.3. (021)

6.14 *Manual ajutător AEG. 1.* Recenzie (Florea I.)

9, 358—359

CZ. 621. 3 (024)

6.15 *Memoratorul inginerului electrician.* Recenzie (Titz, G.)

3, 118

CZ 621.3 : 661.3. CEI

6.16 *Despre activitatea şi preocupările actuale ale Comisiei Electrotehnice Internaţionale.* Din activitatea CEI (Weisman, J.)

7, 273—276

CZ 389 : 621.3. (02)

6.17 I.G.S.C.C.P. *Inspectoratul de Metrologie. Cursul pentru pregătirea metrologilor autorizaţi* — tehnicieni, Recenzie (Joiţa, P.)

CZ 538.621.371 : 530.182 : 517.9 : 621.3.01

6.18 P. M. Kolesnicov, : *Introducere în electrodinamica neliniară,* Recenzie (Crăciunescu, A)

CZ 621. 3
6.19 Referate: 1 (1), 2 (2), 3 (1); 5 (2), 6 (2), 9 (1), 11 (2), 12 (1).

7. CZ 621.311 Energie electrică

CZ 621.311.01
7.1 P. Dimo, ş.a. *Calculul şi proiectarea sistemelor electroenergetice.* Recenzie (Tănăsescu, Fl.)

2, 75—77
CZ 621.311
7.2. Referate: 6 (1); 11 (1)

8. CZ 621.313. Maşini electrice de curent continuu şi alternativ, Generatoare. Motoare.

CZ 621.313.1.013.2.
8.1. Drăgănescu, O.: *Cîmp magnetic radial, cu repartiţie spaţială, cu axa polilor controlat deplasabilă şi aplicaţiile sale.*

5, 164—169
CZ 621.313. 17.025 MHD
8.2. Barth, H.: *Studiu asupra înfăşurărilor utilizate la pompele magnetohidrodinamice de curent alternativ şi la motoarele liniare cu cîmp mobil.*

3, 106—110
CZ 621.313.32
8.3. Nicolaide, A.: *Studiul parametrilor electrici şi al caracteristicilor de funcţionare în asincron a maşinii sincrone cu ajutorul calculatorului electronic numeric*

12, 443—450
CZ 621.313.32.016.25
8.4 Dobraniş, A.: *Funcţionarea generatoarelor sincrone de mare putere în regim de absorbţie a puterii reactive*

2, 47—52
CZ 621.313.322.045.34 : 621.314.63.013.3
8.5 Măgureanu, R.: *Analiza maşinii asincrone fără contacte cu excitaţie prin inducţie şi redresare utilizînd armonicile tensiunii de alimentare.*

12, 451—460
CZ 621.313.322 — 81.026.448 : 621.312 (498)
8.6 Ciubotaru, T. şi Herbei, N. *Fabricaţia turbogeneratoarelor în R.S.R.* (Realizări din industria electrotehnică)

6, 231—233
CZ 621.313.322.045.34 : 621.314.53
8.7. Măgureanu, R.: *Două noi tipuri de maşini sincrone fără contacte cu excitaţie prin inducţie şi redresare*

5, 169—176
CZ 621.313.323
8.8 Bunea, V.: *Probleme fundamentale ale maşinilor electrice sincrone speciale*

9, 324—337
CZ 621.313.33 — 53.016.2
8.9 Batzer, St.: *Contribuţii la calculul sarcinii admisibile a unor motoare electrice utilizate în alte condiţii decît cele nominale*

4, 144—149
CZ 621.313.33.016.25 : 677.054
8.10 Bergman, I: *Cu privire la cauzele funcţionării cu factor de putere scăzut a motoarelor sincrone de acţionare a războaielor de ţesut*

4, 134—138
CZ 621.313.33.14.004.15
8.11 Aslan, H. şi Oprişan, M.: *Contribuţii la ameliorarea motoarelor electrice universale.*

4, 139—143
CZ 621.313.333.042.12 : 621.3.016.1
8.12 Fireţeanu, V. şi Stanciu, D. *Studiu experimental asupra cîmpului magnetic şi forţei motorului de inducţie liniar.*

2, 53—57
CZ 621.313.333.042.5.001.25
8.13 Boldea, L.: *Metodică de calcul electromagnetic al motoarelor liniare de viteză mică.*

1, 16—23
CZ 621. 313.333 — 193.4.017.7
8.14 Bartzer, St.: *Suprasarcina admisibilă a motoarelor electrice prin epuizarea rezervei de încălzire din regimul nominal*

3, 110—115
CZ 621.313.333—585.3
8.13 Nicolescu, E.: *Comportarea maşinilor asincrone trifazate la variaţia turaţiei prin variaţia frecvenţei tensiunii de alimentare.*

1, 3—9
CZ 621.313.333.2.042.5 : 621.3.012.6
8.16 Andrei, R.: *Determinarea grafo-analitică a caracteristicii mecanice pentru o maşină electrică liniară cu indusul scurt.*

7, 246—251
CZ 621.313.39.042
8.17 Ionescu M.: *Reluctanţa părţilor frontale ale circuitului magnetic la selsine fără contacte*

9,352—356
CZ 621.313.04—181.4
8.18 *Motoare electrice de mică putere.* Invenţii. (Grosu St.)

10, 393
CZ 621.313.12 : 621.314.11
8.19 *Generator de medie frecvenţă. Invenţie* (Bunea, V)

3, 115—117
CZ 621.313.3 — 51/53
8. 20 Lythall, R. T. *Comanda motoarelor de curent alternativ.* Recenzie. (Măgureanu, R.)

8, 320
CZ 621.313.322
8.21. *Generator sincron de putere mică şi mijlocie. Invenţie* (Bunea V).

4, 157—158
CZ 621.313.322 — 503.4.045.29
8.22 Subramanian şi O. P. Malik: *Analiza stabilităţii dinamice a generatorului sincron cu înfăşurare rotorică divizată cu regulatoare cu reacţie inversă stabilizatoare de tensiune şi unghi.* Recenzie. (Măgureanu R.)

5, 196
CZ 621.313
8.23 Referate: 1 (3), 2 (5), 3 (1); 4 (3); 5 (2); 6 (1); 7 (1); 10 (2), 12 (2);

9. CZ 621.314 Transformarea energiei electrice. Transformatoare. Convertizoare. Redresoare. Comutatrice.

CZ 621.314.224.3.018.001.25

9.1. Braşovan, I.: *Metoda analitică de calcul al curentului secundar permanent periodic al transformatorului de curent cu miez saturat.*

7, 251—256
CZ 621.314.224.017.7.001.25
9.2. Pesici, M.: *Solicitarea termică succesivă a înfăşurărilor la transformatorul destinat încercărilor de scurt circuit*

5, 176—181
CZ 621.314.13.22
9.3 Braşovan, I.: *Contribuţii la studiul şi calculul transformatoarelor de curent în regim permanent cu saturarea miezului feromagnetic.* Conducător ştiinţific C. Şora. Teză de doctorat.

5, 194

CZ 621.314.5

9.4 Galan Nicolae. *Contribuţii la teoria şi proiectarea motoarelor de curent alternativ cu armături.* Conducător ştiinţific — A. Fransua. Teză de doctorat.

9, 357—358

CZ 621.314.25

9.5 *Procedeu şi dispozitiv pentru reglajul sub sarcină automat al transformatoarelor trifazate.* Invenţie. (Grosu, St)

5, 195—196

CZ 621.314.222.6

9.6 S.I. Rabinovici ş. a. *Transformatoare.* Recenzie (Carabulea, A)

1, 36

CZ 614.8 : 621.3.015.3

9.7 R. Müller. *Protecţia contra tensiunilor de atingere în instalaţiile de joasă tensiune.* Recenzie. (G. Titz)

5, 196—197

CZ 621.314

9.8 Referate 4(1); 6 (2); 7 (1); 9 (1); 10 (2);

10. CZ 621.315 Transmisia energiei electrice. Linii aeriene. Cable. Conductoare. Materiale izolante. Materiale de instalaţii.

CZ 621.315.1.012.2 : 537.312.7

10. 1 Spinei, F. : *Analiza circuitelor conţinînd elemente neliniare, aflate în regim permanent sinusoidal.*

5, 161—163

CZ 621.315.59 : 621.56

10.2 Ionescu, R., Jaklovszky, J., Nistor, M. şi Niculescu, D. *Dispozitiv refrigerator pe bază de semiconductoare*

CZ 621.315.51.017.7.004.62

10.3 Heinrich, I.: *Simplificarea metodelor de evaluare a uzurii termice relative a materialelor electroizolante la o variaţie exponenţială a temperaturii în raport cu timpul.*

10, 370—377

CZ 621.315.616.96

10.4 Niţescu, G. şi Chivăran, C. *Lacul electroizolant „Superveolatex" seria 5281 Ex, folosit pentru impregnarea bobinajelor destinate a lucra în climat tropical*

1, 31—35

CZ 621.315.623/624.015.24 : 519.24

10.5 Avramescu, A. şi Adămuţ, I.: *Stabilirea statistică a tensiunilor de ţinere şi de conturare la impuls a izolatoarelor*

6, 207—217

CZ 621.315.69

10.6 Nicola, Gr.: *Noi tipuri de materiale stratificate cu suport ţesătură de sticlă şi răşină epoxidică pentru electrotehnică.*

5, 182—188

CZ 621.315.61. : 621.317. : 537

10.7 Radu, Ionel: *Contribuţii la tehnica măsurării şi interpretarea fenomenelor de descărcări parţiale prin materiale izolante.* Cond. ştiinţific: Ed. Nicolau. Teză de doctorat (Fl. Tănăsescu)

12, 467

CZ 621.315

10.8 Referate: 1 (2); 3 (2); 4 (1); 7 (2); 10 (2); 11 (3); 12 (3).

11 CZ 621. 316 Distribuirea energiei electrice. Reţele. Redeschiderea şi închiderea circuitelor. Reglarea mărimilor electrice. Protecţia aparatelor şi instalaţiilor.

CZ 621.316.5

11.1 Hortopan, Gh., Hortopan Viorica şi Truşcă, V.: *Aspecte noi privind măsurătorile efectuate la încercarea aparatelor electrice de comutaţie.*

12, 460—465

CZ 621.316.5.066.6 : 621.312

11.2 Şontea, S. şi Firescu, L.: *Factorii tehnologici care influenţează calitatea contactelor electrice de tip electrowocunit.*

8, 289—292

CZ 621.316.542.7.066.6 : 621.314.2.072.2

11.3 Ionescu, M.: *Rezistenţa de trecere a rolei de contact de la autotransformatoarele cu raport de transformare variabil.*

11, 409—416

CZ 621.316.543.1 : 621.382

11.4 Turic, L. Popescu, I. şi Murariu, N.: *Comutator electronic sincron cu tiristoare pentru studiul circuitelor neliniare.*

8, 292—297

CZ 621.316.545.1.014.32

11.5 Herşcovici, B.: *Solicitări la forţele electrodinamice din căile de curent ale separatoarelor relative de înaltă tensiune.*

10, 378—383

CZ 621.316.57.064.42

11.6 Truşcă, V.: *Influenţa acoperirii metalice a plăcuţelor camerelor de stingere asupra procesului de deconectare.*

8,298—305

CZ 621.316.722 : 621.313.39

11.7 Huţanu, C. *Comportarea dinamică a autodinelor regulatoare de tensiune în sarcină.*

9, 344—350

CZ 621.316.923.2.064.3 : 621.317.333.83

11.8 Marinescu, I.: *Determinarea tensiunii de restabilire într-o schemă sintetică pentru încercarea siguranţelor de înaltă tensiune.*

2, 57—63

CZ 621.316.57.064.3 : 621.319.53.012.8

11.9 Ion Marinescu: *Contribuţii asupra schemelor sintetice de încercare a aparatelor de înaltă tensiune.* Conducător ştiinţific, G. Hortopan. (Bârcă, C.)

7, 276—277

CZ 621.316

11.10 Referate : 1 (4); 2 (2); 3 (1); 4 (4); 5 (1); 9 (1); 11(1);

12 CZ 621.317 Tehnica măsurărilor electrice. Aparate de măsură.

CZ 621.317. : 621.382.3

12.1 Antoniu, M.: *Megohmmetru tranzistorizat cu limite de măsură infinite utilizînd logometru cu resort electrostatic.*

7, 264—268

CZ 621.317.2.027.8

12.2 Marinescu, A. şi Popescu, S.: *Instalaţia de pămîntare a laboratorului de înaltă tensiune al U.E.P.C.*

1, 9—15
CZ 621.317.444
12.3 Tănăsoiu, C., Nicolae I. şi Florescu, V.: *Magnetometru vibraţional pentru determinarea parametrilor magnetici ai materialelor fero-şi ferimagnetice.*

11, 423—429
CZ. 621.317.716.027.7.001.25
12.4 Hortopan, G., Hortopan Viorica, Titz, G şi Pavelescu, D.: *Criteriile de dimensionare ale şunturilor coaxiale.*

6, 218—224
CZ 621.317.734 : 621.382.3
12. 5 Antoniu, M.: *Megohmmetru tranzistorizat utiliztnd logometru cu resort electrostatic şi limite de măsurare finite.*

2, 63—68
CZ 621.317.734.072.2
12.6 Antoniu, M.: *Un megohmmetru cu microampermetru şi stabilizator de tensiune.*

11, 416—423
CZ 621.317.735.085.4 (498)
12.7 Antoniu, M.: *Posibilităţi de extindere a limitei superioare de măsurare la megohmmetru românesc de 2 500 V.*

5, 188—194
CZ 621.317.75 : 621.313.2 — 559.047.2
12.8 Suchar, I şi Creţu. A.: *Traductor ferorezonant de poziţie pentru comanda motoarelor electrice cu comutaţie electronică.*

7, 269—272
CZ 621.317.333.618
12.9 R. Cramariuc, V. Petrescu şi Fl. Tănăsescu. *Măsuri electrice* vol. 3.Măsuri în înaltă tensiune. Recenzie (Antoniu, M.)

8, 319
CZ 621.317
12.10 Referate : 1 (1) ; 2 (1) ; 5 (1) ;
13. CZ 621.318 Aplicaţii industriale ale magnetismului şi magneţilor. Electromagneţi. Relee.

CZ 621.318.21.546.65
13.1 Cedighian, S.: *Evoluţia magneţilor permanenţi din compuşii pămînturilor rare.*

2, 351—352
CZ 621.318.22
13.2 Tănăsoiu, C. şi Florescu, V.: *Studiu morfologic şi magnetic al unor magneţi permanenţi ceramici din ferită de bariu şi stronţiu-bariu*

1,23—30
CZ6 21.318.4.013 : 538.122
13.3 Arabadji, P. *Distribuţie spaţială a cîmpului magnetic produs de un solenoid cilindric.* Pentru tînărul inginer.

8, 308—313
CZ 621.318.423
13.4 Stoica, A.: *Tensiunea optimă de alimentare a amplificatoarelor magnetice cu autosaturaţie realizate din materiale a căror curbă de histerezis nu are formă dreptunghiulară*

2, 68—74
CZ 621.318.122.133
13.5 Gavrilă, H.: *Studiul proprietăţilor şi al unor aplicaţii tehnice ale peliculelor feromagnetice.* Teză de doctorat. Conducător ştiinţific. Marius Preda. (Spinei, F.)

11, 434
CZ 621.318
13.6 Referate : 7 (1) ;

14 CZ 621. 319 Aplicaţii industriale ale electrostaticii. Condensatoare.

CZ 621. 319.53 : 621.317.333.83
14.1 Gaber. E.: *Generator de impulsuri repetate cu tiristoare*

7, 257—263
CZ 621.319.53.014.332 : 621.317.333.83
14.2 Arabadji, P.: *Contribuţii la studiul generatorului de impuls de curent de mare amplitudine.*

6, 224—230
CZ 621.319.4
14.3 Referate. 1 (1) ; 6 (1) ; 7 (1) ;

15 CZ 621.327. Iluminatul electric
15.1 Referate : 9 (1) ; 12 (1) ;

16 CZ 621.33 Tracţiune electrică
16.1 Referate : 5 (1)

17 CZ 621.34 Acţionări electrice
CZ 621.34 : 621.313.2.072
17.1 Marga Gh.: *Arbore electric cu maşini de curent continuu, un nou tip de arbore*

4, 150—156
18 CZ 621.35 Electrochimie

CZ 621.352.6 Ag
18.1 Radovici, O.; Mavrodin-Tărăbîc, Maria; Onaca Ioana şi Solacolu, I. *Influenţa structurii electrozilor de gaz activaţi cu argint asupra performanţelor electrochimice ale pilelor cu combustibil şi pilelor metal-aer.*

10, 383—389
CZ 621.352.6.011
18.2 Mavrodin-Tărăbîc, Maria., Onaca Ioana şi Solacolu, I. *Pilele cu combustibil lichid — surse chimice de curent cu eficienţă superioară I. Caracteristicile optime ale combustibililor oxidanţilor şi electroliţilor.*

11, 430—433
19 CZ 621.372 Propagarea dirijată a oscilaţiilor electrice
CZ 621.372.011.1
19.1 Spinei, F.: *Contribuţii privind teoria circuitelor electrice cu elemente neliniare şi cu parametrii variabili.* Conducător dr. ing. A. Ţugulea, Teză de doctorat (Măgureanu, R.)

2, 75
CZ 621.372.4 : 621.382
19.2 Tietze, U. şi Schenk, Ch. *Tehnica schemelor cu semiconductoare.* Recenzie (Truşcă V)

8, 319—320
20 CZ 621.382.3

20.1 Referate : 2 (1) ; 7 (3) ; 10 (2)

Index alfabetic de autori

A

Adămuț I. : 10.5
Andrei, R. : 8.16
Antoniu, M. : 12.1, 12.5, 12.6, 12.7,12.9
Arabadji, P. : 13.3, 14.2
Aslan, H. : 8.11
Avramescu, A. : 6.12, 10.3

B

Barth, H. : 8.2
Bartzer, St. : 8.9, 8.14
Bârcă, C. : 11.10
Berberianu, Alex. : 6.12
Bergman. I. : 8.10
Bogoevici, N. : 6.3
Boldea, L. : 8.13
Brașovan, I. : 9.1
Breazu, I. : 6.2
Bunea, S. : 8.8, 8.19, 8.21

C

Carabulea, A. :9.6
Cedighian, I. : 13.1
Chivăran, C. : 10.4
Ciubotaru, T. : 8.6
Ctrfină, Gh. : 6.11
Constantin, Maria : 1.3
Crăciunescu,A. : 6.18
Crețu,A. : 12.8
Curiac, Gr. : 1.2

D

Dobraniș, A. : 8,4
Drăgănescu, O. : 8.1

F

Firescu, L. : 11.2
Fireșeanu, V. : 8.12
Florea, I. : 6.13
Florescu, V. : 12.3, 13.2

G

Gaber, E. : 14.1
Gavrilă, H. : 13.5
Grosu, St. : 8.18, 9.5

H

Heinrich, I. : 10.3
Herbei, M. : 8.6
Herșcovici, B. : 11.5
Hortopan, Gh. : 6.1, 6.6, 11.1 12.4
Hortopan, Viorica : 6.6, 11.1, 12.4
Huțanu, C. : 11.7

I

Ionescu, M. : 8.17, 11.3
Ionescu, R. : 10.2

J

Jaklovszky, J. : 10.2
Joița, P. : 6.16

M

Marga, Gh. : 17.1
Maricaru, M. : 10.4
Marinescu, A. : 12.2
Marinescu, I. : 11.8, 11.9
Mavrodin-Tărăbic Maria : 18.1, 18.2
Măgureanu, R. : 8.5, 8.7, 8.20, 8.22, 19.1
Mocanu C.I. : 6.5
Murariu, M. : 11.4

N

Nicoară, M. : 6.2
Nicola, Gr. : 10.6
Nicolae, I. : 12.3
Nicolaide, A. : 8.3
Nicolescu, E. : 8.15
Niculescu, D. : 10.2
Nistor, M. : 10.2
Nițescu, G. : 10.4

O

Onaca Ioana : 18.1, 18.2
Oprișan, M. : 8.11

P

Pavelescu, D. : 12.4
Pesici, M. : 9.2
Popa,I. : 6.3
Popescu,I. : 11.4
Popescu,S. : 12.2
Preda, M. : 6.2

R

Radovici, O. : 18.1
Rodin, E. : 1.4
Rucinschi, D. : 10.4
Radu, I. : 10.7

S

Sasu Mimi : 6.7, 6.8, 6.10
Solacolu, I. : 18.1, 18.2
Șontea, S. : 11.2
Spinei, F. : 10.1, 13.7
Stanciu, D. : 8.12
Stoica, A. : 13.4
Suchar, I. : 12.8
Suciu, I. : 6.9

T

Tănăsescu, Fl. : 7.1, 10.9
Tănăsoiu, C. : 12.3, 13.2
Tendler, M. : 10.4
Titz, Gh. : 6.1, 6.14, 9.7, 12.4
Trușcă, V. : 11.1, 11.6, 19.2
Turic, L. : 11.4

W

Weissman, J. : 1.4, 1.5, 6.15

INSTITUTUL DE CERCETĂRI ȘI PROIECTĂRI ELECTRONICE

cercetează :

- Miezuri — oală de diferite dimensiuni și performanțe remarcabile ;
- Miezuri de ferită în formă de E ;
- Magneți permanenți cu valori stabile ale parametrilor principali, cu multiple aplicații în electrotehnică (transformatoare, șocuri, micromotoare etc.)

- Miezuri de deflexie T.V. ;
- Magneți plastici de corecție T.V. ;
- Bare de antene din ferite ;
- Miezuri toroidale ;
- Bandă magnetică pentru frigidere ;
- Miezuri U + I.

Producător:
ICE — Stația Pilot
și Fabrica de Ferite Urziceni — FFU
Șos. București — Buzău, km 57,5, Jud. Ilfov
Telefon 90/166 205

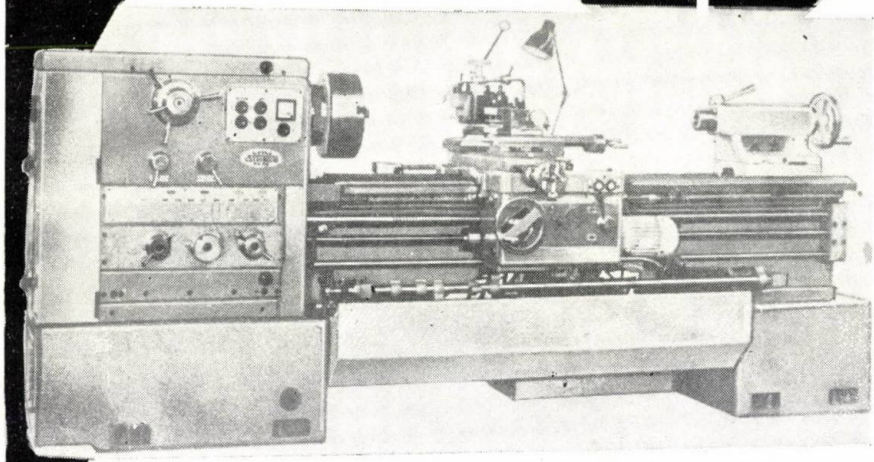
ICE — București, Calea Floreasca, nr. 169, Sector 1, Telefon 33.12.59

M.I.C.M.

UZINA DE STRUNGURI

ARAD STR. ARTILERIEI NR. 1

pune la dispoziţia beneficiarilor săi strunguri cu caracteristici superioare, într-o gamă largă de tipodimensiuni. Prezentăm două exemple din familia de strunguri SNA-500 şi SNA-710:



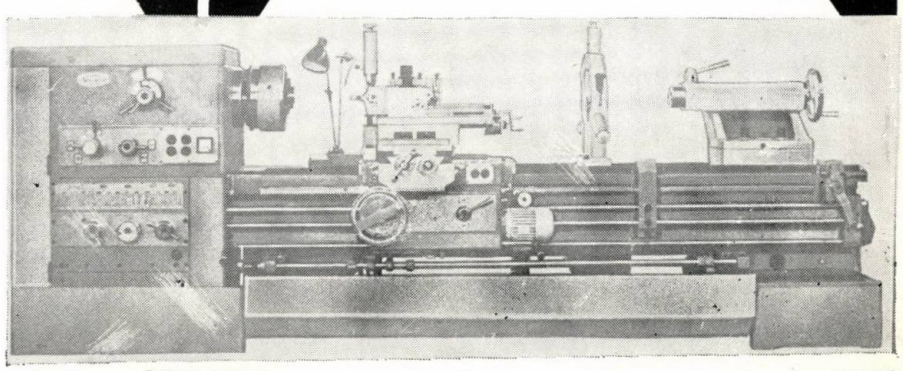
SNA-500 (3 tipodimensiuni)

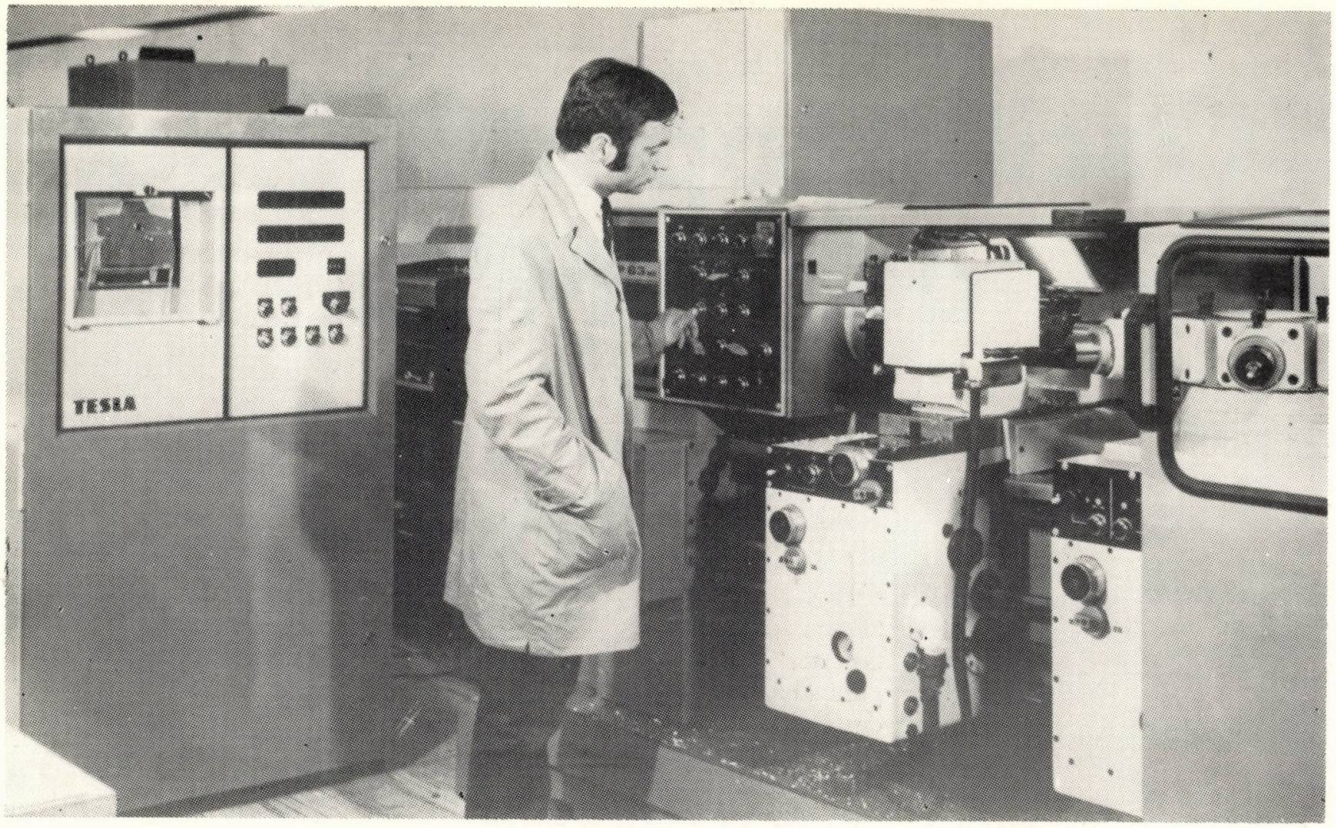
Diametrul maxim de strunjire: 450, 500, 560 mm
Distanţa dintre vîrfuri: 1000, 1500, 2000, 3000 mm
Număr de turaţii: 21 (24)
Gama de turaţii: 16—1600 rot/min, 20—2000 rot/min
Acţionare: motor electric asincron 7,5 sau 10 kW
Strungul este prevăzut cu avans rapid, pompă de răcire şi instalaţie de iluminat local.
Lagărele rigide ale axului principal, cuplajele electromagnetice, comenzile centralizate asigură o precizie de lucru ridicată
Gamă mare de filete.
Formă modernă.

SNA-710

Diametrul maxim de strunjire: 630, 710, 800 mm
Distanţa dintre vîrfuri: 2000, 3000 mm
Număr de turaţii: 24
Cama de turaţii: 10—1250 rot/min

Acţionare: motor electric asincron 13/17 kW; 1500, 3000 rot/min.
Strungul este prevăzut cu avans rapid, pompă de răcire şi instalaţie de iluminat local. Se execută la comanda dv. cu două sănii transversale.





Cu sistem numeric dreptunghiular Tesla ANS 1
STRUNGUL—REVOLVER RP 63 NC

Producția repetată a majorității pieselor de rotație la fabricația în serii mici în ciclul automat — aceasta este destinația de producție a mașinii RP 63 NC. După aceasta s-au creat calitățile funcționale ale acestei mașini, care sînt rezultatul analizelor și cercetărilor tehnologice ample ale condițiilor automatizării producției. Mașina RP 63 NC reprezintă o unitate progresivă pentru fabricația pieselor de mărime mijlocie de forma flanșelor și pentru lucrul din material în bare pînă la diametrul 63 mm.

Posibilitatea reglării rapide, obținută prin folosirea uneltelor ajustate în afara mașinii, este caracteristica principală a strungului-revolver RP 63 NC. La încadrarea acestui strung în producție, beneficiarii nu vor avea probleme la alegerea lucrătorilor special calificați. Pentru deservirea acestui strung sînt suficiente cunoștințele curente din domeniul tehnologiei strunjirii, completate de școlarizare de scurtă durată. Mașina este echipată cu comandă numerică dreptunghiulară a ciclului de lucru în două coordonate succesiv. Mașina este livrată curent cu sistem de comandă Tesla ANS 1, pentru care sînt predate informații de intrare pe banda telex cu opt piste în codul EIA RS 244. Este posibilă schimbarea vitezelor arborelui principal, reglarea mărimii și a sensului avansurilor, rotațiilor capului-revolver și capetelor cu patru cuțite, precum și funcții auxiliare (ca de ex. răcirea uneltelor).

Fiecare treaptă de rotație este schimbată de cuplaje lamelare electromagnetice. Mărimea avansurilor este reglată în ciclu de cuplaje comandate de electromagneți. Avansul longitudinal și transversal și avansul longitudinal al suportului-revolver se conectează electrohidraulic. Poziția suportului este dozată la mișcare și în repaus de pinioane baladoare analogonumerice de tipul cutie de cuburi, care funcționează pe principiul de contact. Diametrul de circulație deasupra patului este 600 mm, deasupra suportului transversal 300 mm, găurirea arborelui 75 mm și distanța cea mai mare de la flanșa arborelui la capul-revolver 1250 mm. Opt trepte de rotații în gama de 20—2000 rot/min. Motorul electric principal are puterea de 10 kW. Mașina RP 63 NC se află în programul de vînzare al întreprinderilor ZPS Gottwaldov, care au folosit în construcția ei vasta lor experiență în producția strungurilor-revolver.

Strungul-revolver RPN 63 NC
cu comandă numerică Tesla ANS 1
Trecerea materialului în bare, 63 mm
Diametrul de circulație deasupra patului, 600 mm
Motorul electric, 10 kW
Dimensiunile strungului, 3000×1300×1450 mm
Greutatea strungului, 3000 kg

Producător: ZPS Gottwaldov

Presse — Service
STROJIMPORT A.S.
Praha 3,
Vinohradská 184
telex 012141
telefon Praha 713

PUBLICOM

Osciloscop universal de 25 MHz

Ideal pentru afișări X-t, X-Y și impulsuri de înaltă frecvență.

Multe osciloscoape universale au o capacitate de intrare de 30—40 pF. Noi ne-am dat multă osteneală să-l reducem pe al nostru la 15 pF. Dece ?

Pentru că astăzi operațiile cu impulsuri de înaltă frecvență sînt curente și o capacitate de intrare de înaltă frecvență deformează flancurile frontale.

Multe osciloscoape de acest tip folosesc o singură linie de întîrziere. Pentru că afișările X—Y sînt azi foarte cerute. Și dacă fiecare canal nu are aceiași întîrziere, afișajul devine în mod practic lipsit de sens, pentru valori mai mari de cîțiva kHZ.

Sîntem de asemenea convinși că Dv. doriți să vedeți cît mai mult posibil din forma undei cu maximum de detalii. (De aceea folosim un ecran de 8×10 cm, o sensibilitate de intrare remarcabilă, de 1 m V, și un afișaj clar realizat de un post-accelerator de 10 kV).

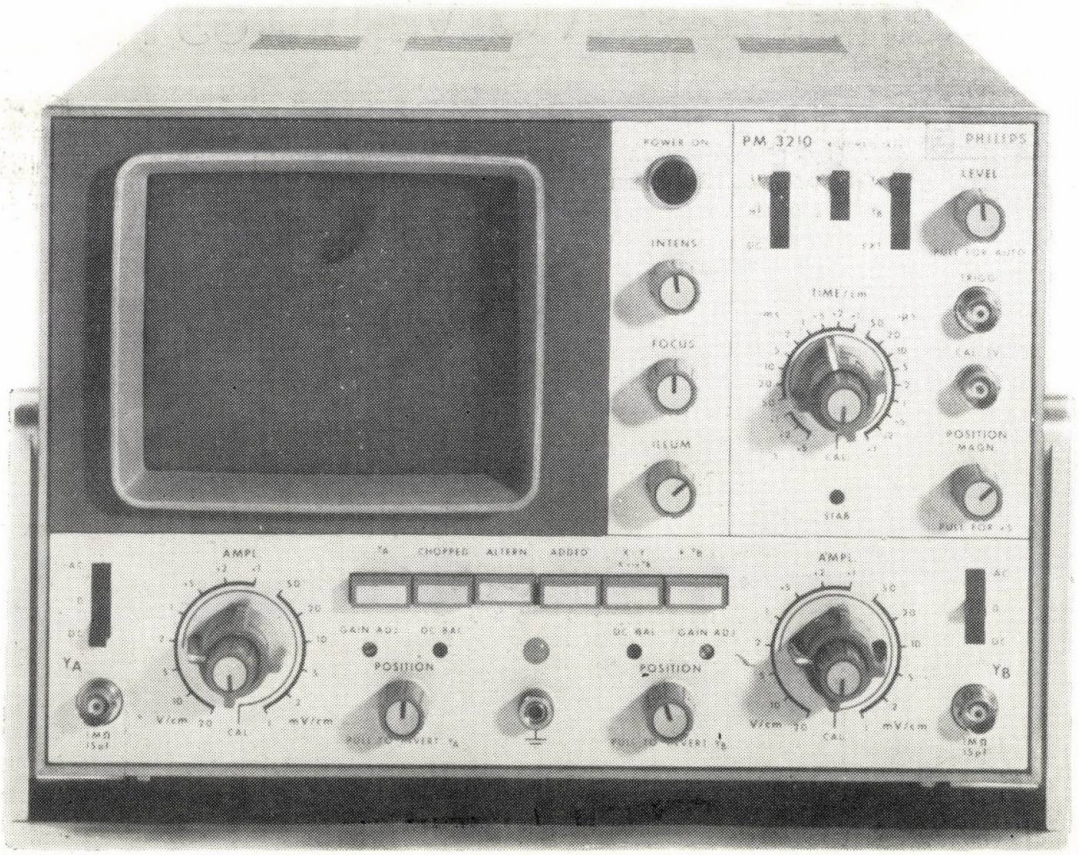
Nu trebuie să fiți îngrijorat de deriva curentului. (Nu vă va stînjeni).

Veți aprecia excelentele condiții ergonomice ale aparatului.

Într-adevăr, fără caracteristici ca acestea, ni se pare greu de înțeles cum un aparat poate fi descris ca un osciloscop universal.

Pentru alte amănunte asupra performanțelor osciloscopului universal PM 3210 adresați-vă reprezentantului Philips din orașul Dv. sau scrieți la :

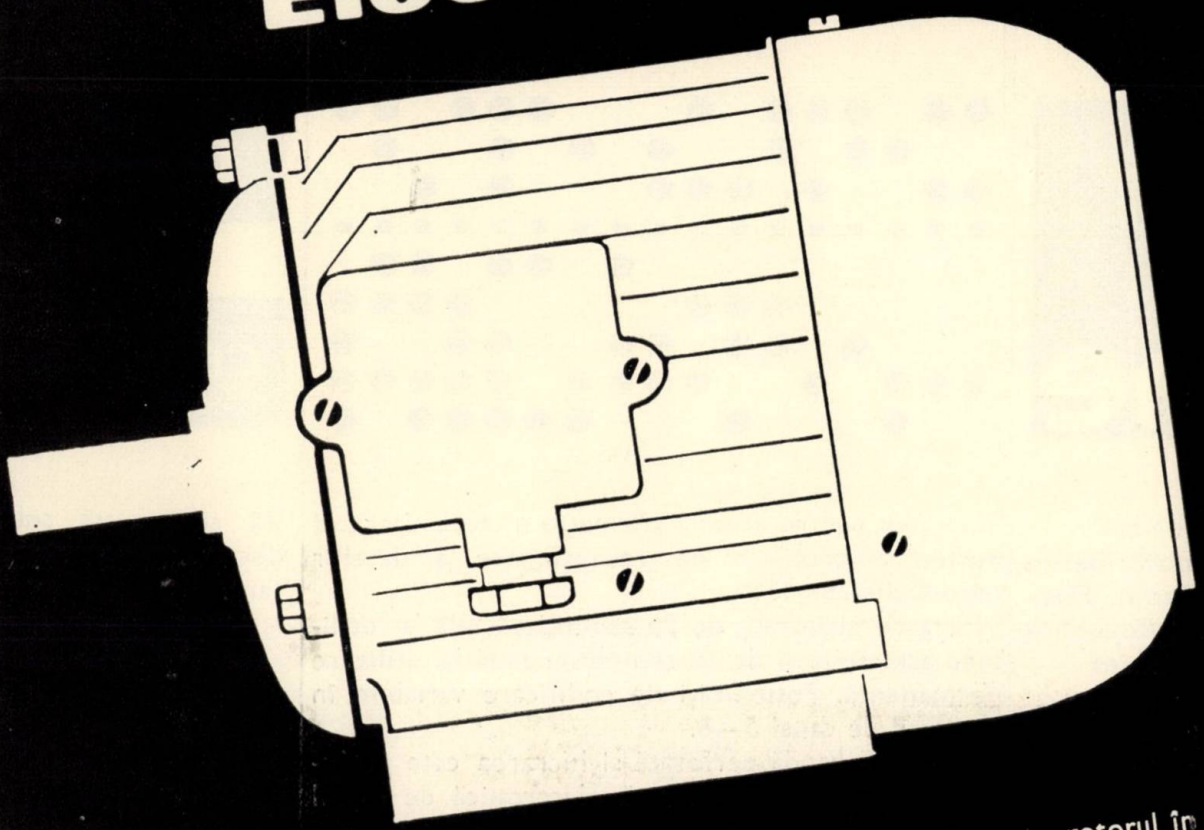
N. V. PHILIPS GLOEILAMPENFABRIK PIT EXPORT
Eindhoven, Olanda



PUBLICOM

PHILIPS

Electroimpex



Electromotoare — asincrone de curent trifazat cu rotorul în scurt circuit, tip AO, AO—2 și AOP, complet închise, pentru 220/380 sau 380/660 V, 50 Hz. Au un randament de 0,37—100 kW și o turație sincronă de 750, 1500 și 3000 rot/min.

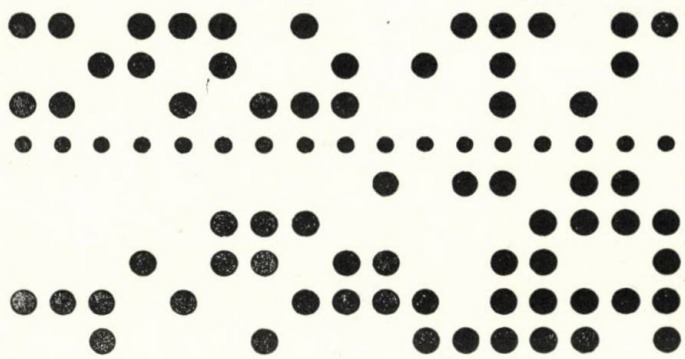
Electromotoare — asincrone de curent monofazat, tip EO, EOPK și EOBC, cu un randament de 0,18 — 1,1 kW și o turație de 1500 și 3000 rot/min.

Aceste electromotoare se remarcă prin proprietățile lor tehnice și electrice deosebite ca și prin siguranța lor, în funcționare.

Exportator : Intreprinderea de Comerț Exterior ELEKTROIMPEX — BULGARIA
Sofia, str. G. Washington, nr. 17 • Telefon : 88.49.91 • Telex : 575

PUBLICOM

Doar o bandă perforată și lucrarea a fost prelucrată!



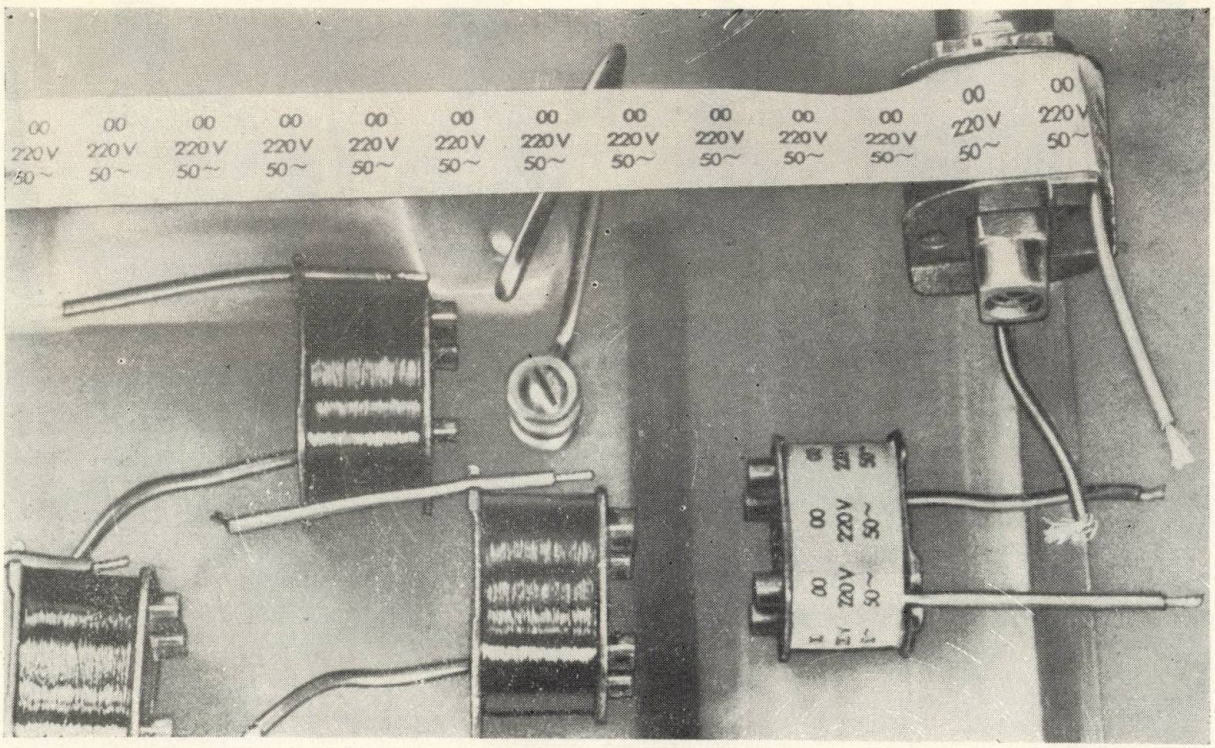
BÜROMASCHINEN-EXPORT GmbH Berlin RDG — 108 Berlin, Friedrichstrasse 61 Republica Democrată Germană

Exemplul pentru această afirmație îl oferă aparatul nostru alfanumeric de recepționare a datelor daro-Cellatron 1310.
Viteza de elaborare de 25 semne/secundă la utilizare asincronă și de 50 semne/secundă la utilizare permanentă. Posibilități de codificare variabile în sistemul de canal 5—8.
O singură bandă perforată și lucrarea este prelucrată în instalația noastră electronică de calcul daro-Cellatron 8205.
daro-Cellatron 8205 garantează o mare eficiență cu o cheltuială tehnică minimă. În acest fel grupurile individuale de construcție pot prelua mai multe funcțiuni și proprietățile specifice ale memoriei cu tambur pot fi utilizate de tipurile specifice de comandă.
Viteza de lucru 1 900 comenzi de calcul sau 2 400 comenzi organizatorice/secundă. Capacitatea memoriei cu tambur magnetic 4 095 cuvinte la 33 biți.
Recepționarea datelor și calcularea lor se efectuează cu deosebită grijă cu daro-Cellatron 1310 și daro-Cellatron 8205.

Vă rugăm să solicitați documentație suplimentară.

PUBLICOM

Industria electrotehnică rezolvă numeroase probleme folosind banda de lipit tesa



Benzile de lipit electroizolatoare tesa s-au verificat în fabricarea înfăşurărilor pentru transformatoare ca izolaţie de miez şi ca izolaţie intermediară, la lipirea straturilor de bobinaj, ca bandaje de capăt la bobine, sau la întărirea marginilor căptuşelii crestăturilor. Acestea sînt doar cîteva exemple din vastul domeniu de aplicare în electrotehnică

PUBLICOM

Vă rugăm, trimiteţi cuponul alăturat şi veţi primi material informativ detaliat.

Cupon*:

Dorim să ne informăm în mod gratuit şi fără a ne asuma o obligaţie Vă rog să ne trimiteţi:

- ☐ Informaţii amănunţite în legătură cu benzile de lipit electroizolatoare tesa
- ☐ Cîteva mostre de role (rugăm indicaţi modul de folosire)
- ☐ O ruletă cu bandă tesa pentru biroul meu

Firma (întreprinderea)

Secţia

Adresa

* Decupaţi cuponul, indicaţi cele dorite şi trimiteţi la adresa.

tesa

BEIERSDORF, AG, 2 Hamburg 20. Unnastrasse 48

Republica Federală a Germaniei

NOI PRODUSE!

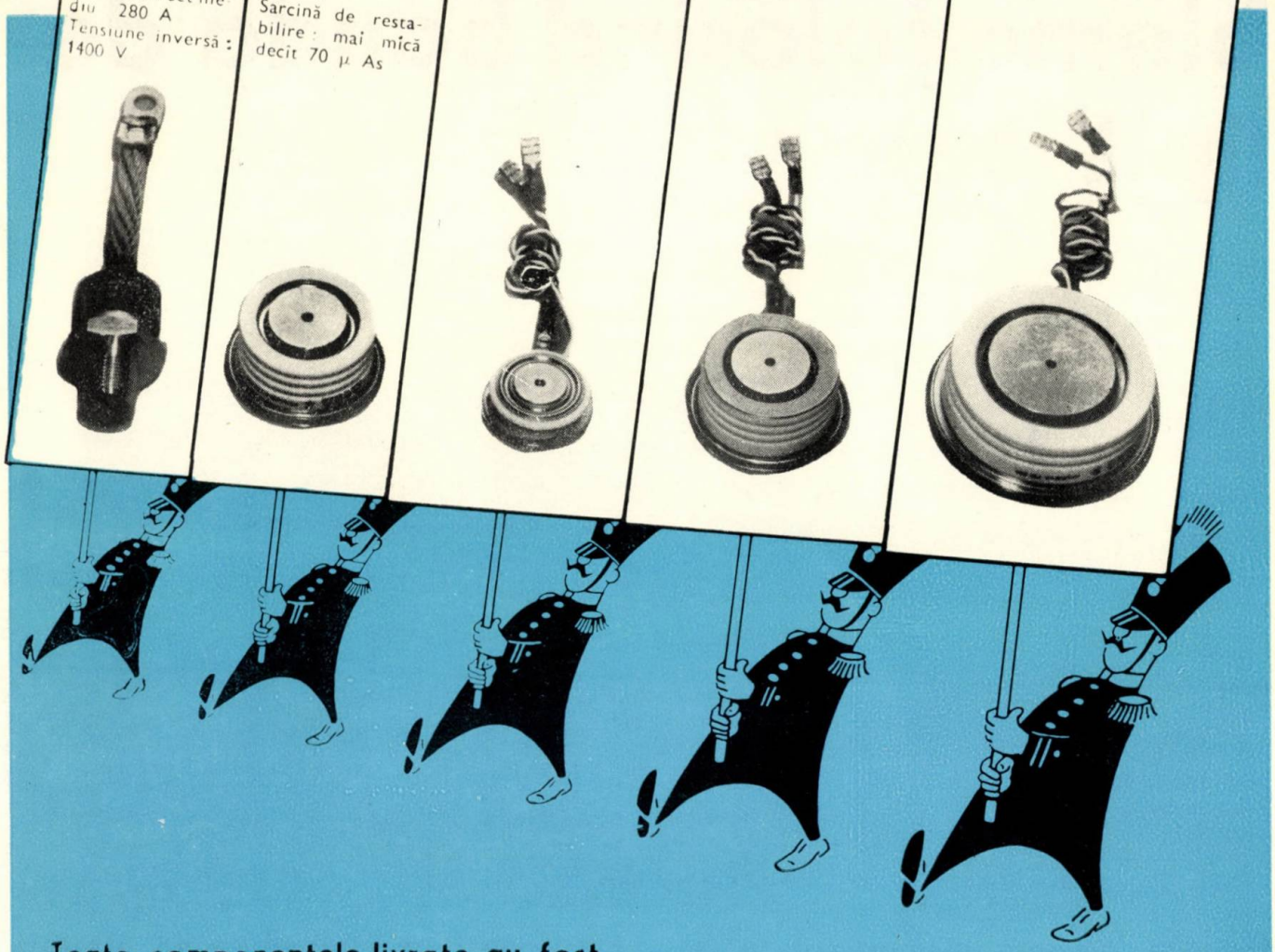
DIODE
YSD 2—11
Curent direct mediu: 315 A
YSD 2—12
Curent direct mediu 280 A
Tensiune inversă: 1400 V

DIODĂ RAPIDĂ
YSD 5—41
Curent direct mediu: 530 A
Tensiune inversă 1800 V
Sarcină de restabilire: mai mică decît 70 μ As

TIRISTOR
YST 2—02
Curent mediu de regim: 330 A
Tensiune inversă: 800 V

TIRISTOR
YST 5—21
Curent mediu de regim 260 A
Tensiune inversă: 3000 V

TIRISTOR
YST 8—21
Curent mediu de regim: 425 A
Tensiune inversă: 3000 V



Toate componentele livrate au fost supuse unui program complet de verificări. Îndelungata experiență acumulată de ASEA în cercetări și realizări în domeniul semiconductoarelor este o garanție a calității și siguranței în funcționare.

8. PROGRAMUL DE SEMICONDUCTOARE ASEA

Tiristoare de mare putere

- de tip convertizor

  curent mediu de regim: 95—740 A
  tensiune inversă: 800—3000 V

- de tip invertor

  curent mediu de regim 130—300 A
  tensiune inversă: 200—1400 V
  tip de restabilire: max 20—60 μs

Dacă doriți să știți mai mult—întrebați-ne!
Electronic Divisions, ASEA
S—721 83 VÄSTERÅS, Suedia

Diode de mare putere

- diode cu siliciu

curent direct mediu: 270—1000 A
tensiune inversă: pînă la 6000 A

ACCESORII

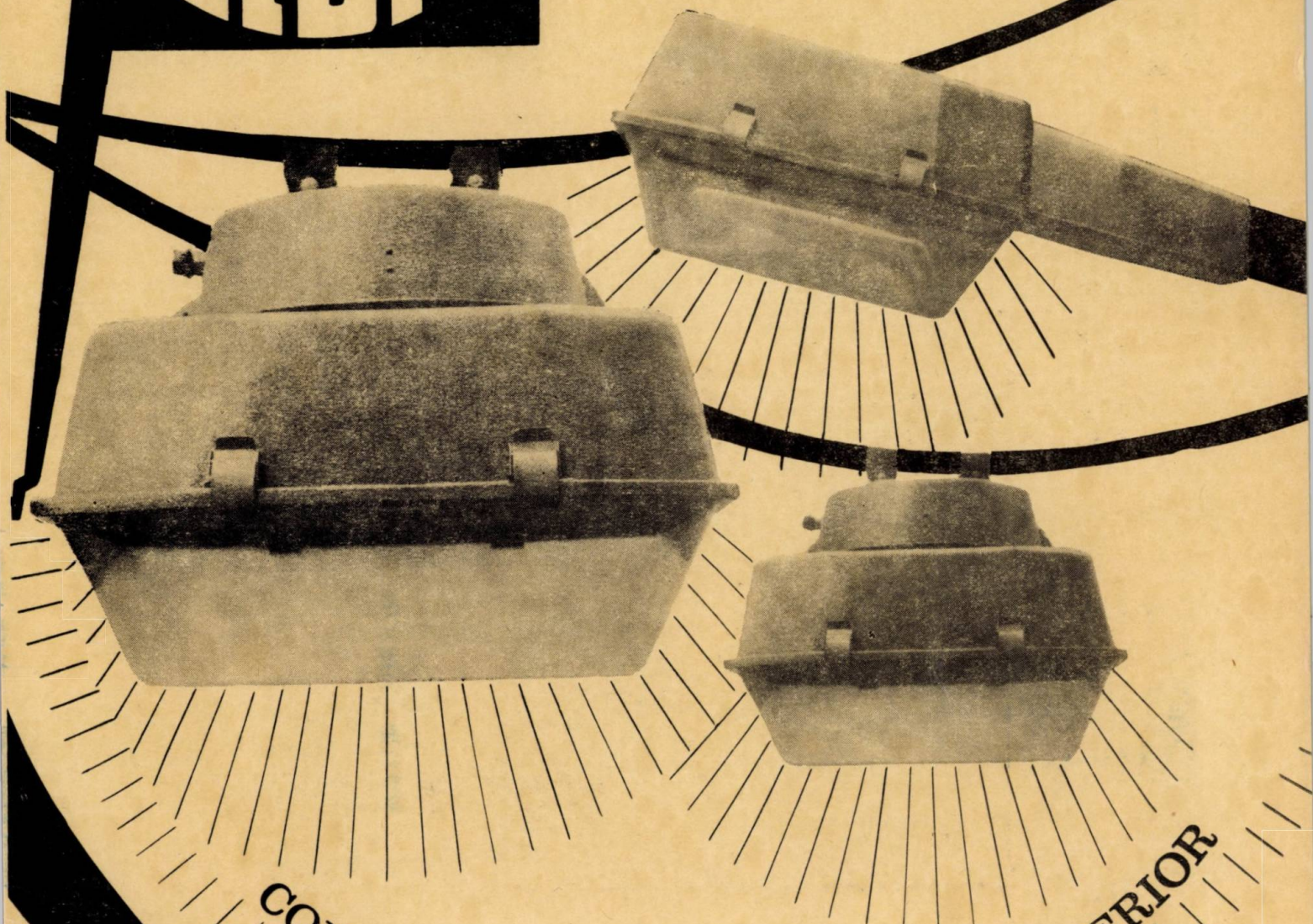
Cleme pentru fixarea tiristoarelor și diodelor pe radiatoarele de căldură (la tranzistoare de putere). Cînd acestea au fost fixate corect, un resort indicator se declanșează.
Cleme și radiatoare de căldură pentru răcire mono și bi-laterală.

ASEA

PUBLICOM

EIBA

PRODUCE:



UN NOU CORP DE ILUMINAT PENTRU EXTERIOR

de 250 şi 400 W TIP PVB-7

VARIANTE DE MONTARE:

- SUSPENDARE PE CABLU
- MONTARE PE STÎLP

ELECTROBANAT TIMIŞOARA

STR: PESTALOZZI NR: 22 TELEFON: 14260

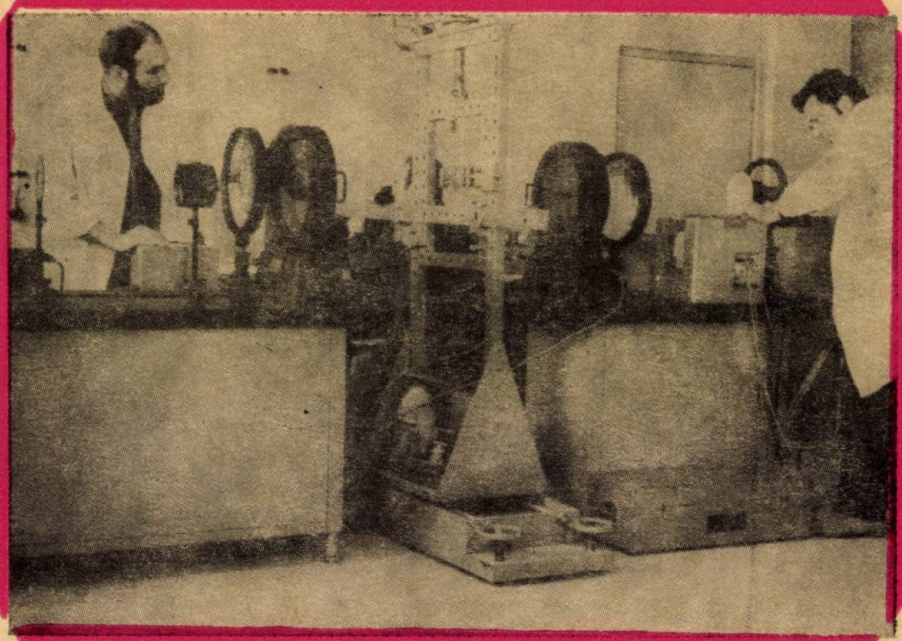
TELEX: 013208

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

ICPE

Institut decorat cu ordinul muncii clasa I

1973 JAN 29



Intenţionaţi desigur să vă diversificaţi produsele pe care le fabricaţi, pentru a fi tot mai competitive !

Cu siguranţă că vă puneţi problema caracterizării unor materiale pe care le utilizaţi în producţie, pe care aţi dori poate să le înlocuiţi cu altele mai bune sau mai ieftine !

Poate nu vă este indiferentă calitatea şi fiabilitatea produselor dvs., doriţi standuri şi metode de încercări care să vă dea, în orice moment, indicaţii asupra nivelului tehnic la care aţi ajuns cu produsele !

Exportaţi produse. Vreţi să ştiţi ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizaţi să reziste corect la climatele cele mai diferite ?

La toate aceste întrebări ca şi la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare şi Proiectare pentru Industria Electrotehnică (ICPE) care în această perioadă îşi întocmeşte planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură şi standuri de încercări moderne, specialişti de înaltă calificare, ateliere proprii de construcţii prototipuri, o experienţă de 20 ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteţi să i-o acordaţi.

BUCUREŞTI • BD. T. VLADIMIRESCU Nr. 45-47 - TELEFON: 31.41.00